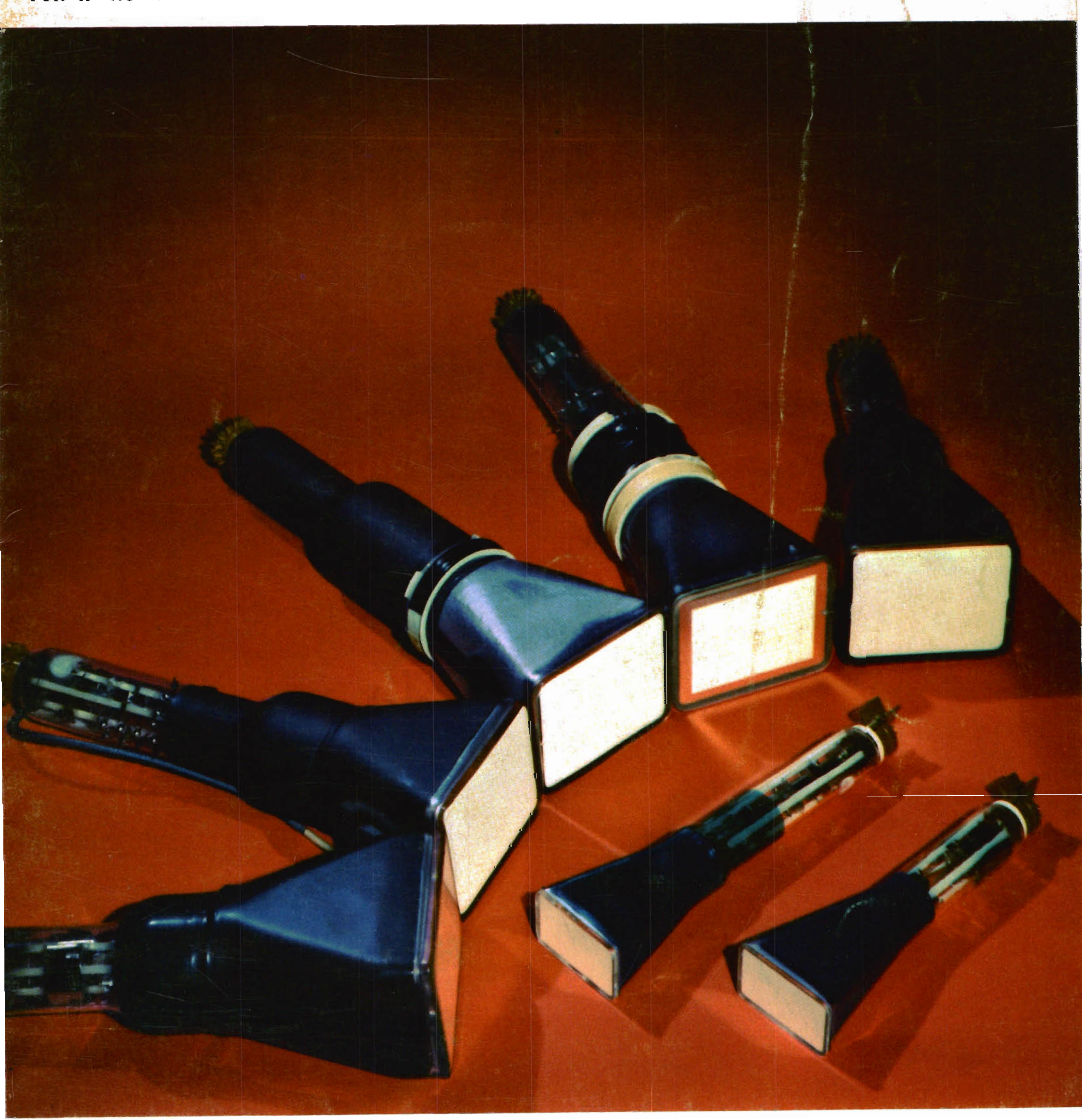
REVISTA "Miniwatt"

Ro

Vol. 17-Núm. 1 ENERO 1978 50 Ptas.



Circuitos integrados para TV color

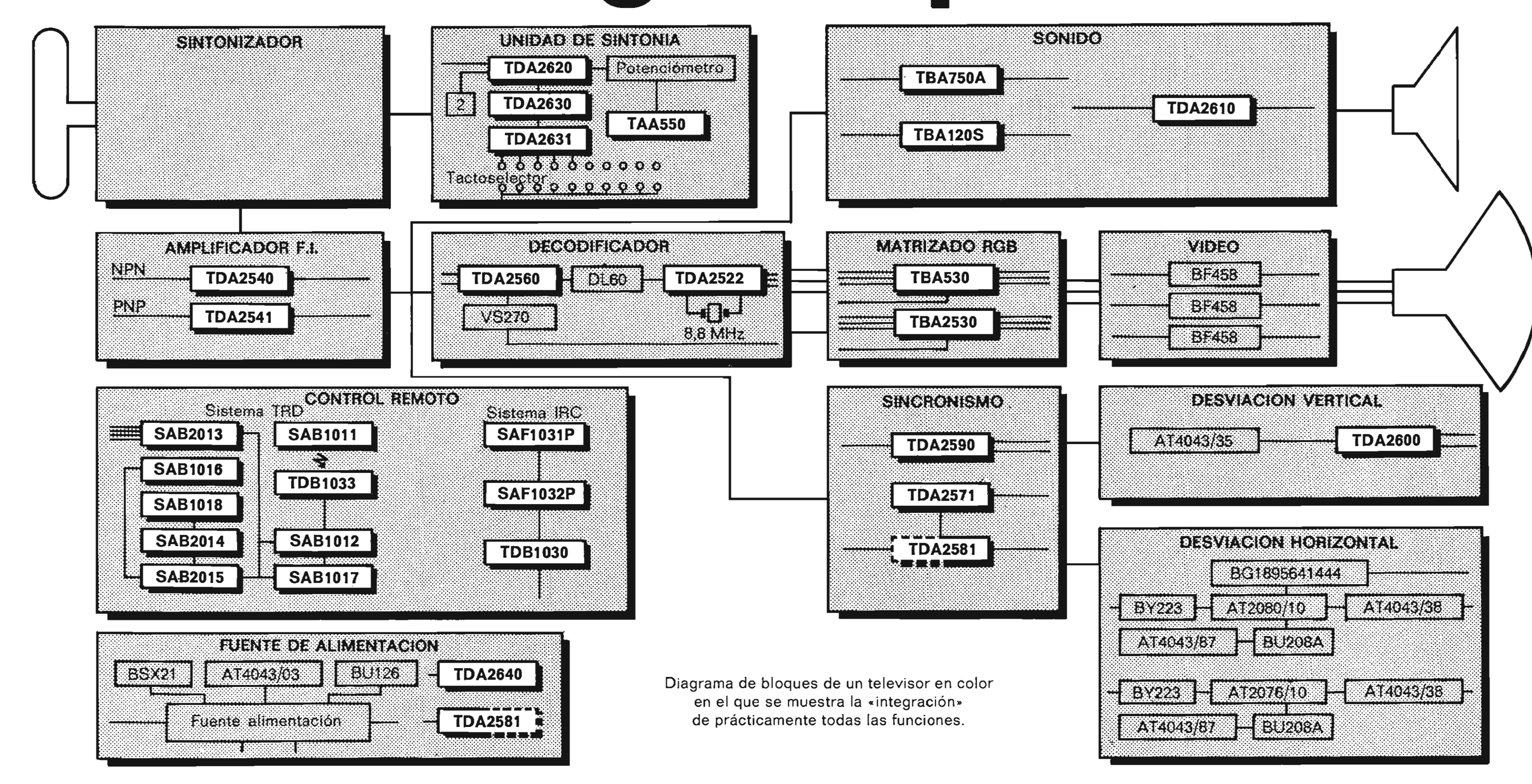


Diagrama de bloques de un televisor en color en el que se muestra la «integración» de prácticamente todas las funciones.





VOLUMEN 17 - Número 1



REVISTA Miniwatt

PUBLICACION DE APLICACIONES ELECTRONICAS

DIRECCION: Luis Roiz Noriega. EDICION: Juan Garriga Pujol. REDACCION: María Dolores Forns-Samso. DELINEACION Y COMPAGINACION: Victoria Campillo Grau. SUSCRIPCION: Rosa María Torres.

PUBLICADA POR
COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números) . . . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . . . . 30 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR . . . . 50 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61

GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

CAJAS ACUSTICAS

En este artículo se analizan los problemas que plantean los distintos tipos de cajas acústicas y las condiciones que deben reunir a fin de obtener una buena conversión en sonido de las señales suministradas por los amplificadores de audio. Se considera el bafle infinito y las cajas herméticas y reflex.

1. El bafle infinito

En primer lugar vamos a considerar con detalle el efecto denominado *cortocircuito acústico*. Cuando el cono se mueve hacia adelante, se produce una compresión en la parte anterior del mismo y un enrarecimiento en su parte posterior. Si el altavoz está montado en bafle relativamente pequeño, el aire comprimido alrededor del borde del bafle pasa a la zona de enrarecimiento que hay en la parte posterior, dificultando así el recorrido del cono. En la figura 1 se muestra este efecto.

Este cortocircuito acústico aumenta al disminuir la frecuencia debido a que el período de estas vibraciones es relativamente largo comparado con el de los tonos agudos. Vamos a considerar el efecto que esto tiene en un tono de 50 Hz. El período de una vibración completa es de una cincuentésima parte de segundo y de la media vibración (el tiempo que tarde el aire en ser comprimido y enrarecido) es de 1/100 de segundo. En este tiempo la onda recorre una distancia de 1/100 X 340 m = 3,40 m. Para evitar que la compresión del aire de un lado del bafle tenga efecto apreciable en el enrarecimiento del otro lado, la distancia desde el centro de la compresión o enrarecimiento al borde del bafle debe ser *por lo menos* de 3,40 m para un tono de 50 Hz.

Considerando estos datos podemos deducir que la longitud mínima que debe tener el lado de un bafle para evitar el cortocircuito acústico de un determinado tono

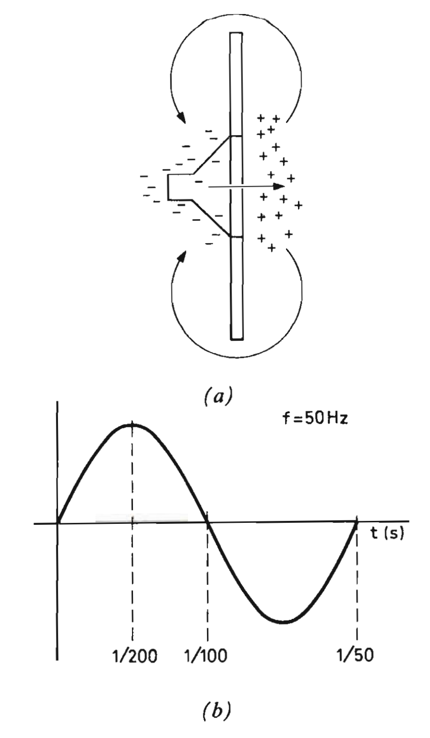


Figura 1. (a) Efecto de un pequeño bafle que produce un cortocircuito acústico. (b) El tiempo empleado por media vibración de 50 Hz es de 1/100 de segundo.

es igual a la mitad de la longitud de onda de dicho tono. Para un tono de 50 Hz, el bafle tendrá, por lo tanto, una superficie de 3,40 X 3,40 = 11,56 m^2.

Evidentemente cuanto mayor sea el bafle, menor será la frecuencia de cancelación acústica. Si el bafle se hace infinitamente grande, la caída de graves no se produce antes de la frecuencia de resonancia y la respuesta entonces disminuye 12 dB/octava a medida que se reduce la frecuencia. Esto significa que para obtener la menor respuesta de graves de un altavoz es conveniente un bafle infinito.

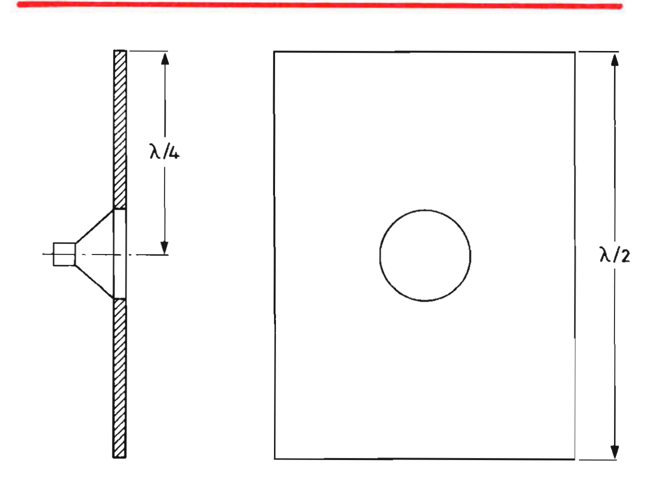


Figura 2. El tamaño mínimo del bafle es la mitad de la longitud de onda de un determinado tono.

2. Sistemas de cajas herméticas

La misión de un bafle consiste en evitar la cancelación del sonido radiado. Pero el bafle infinitamente grande es sólo un concepto teórico y las limitaciones prácticas ponen fácilmente de manifiesto su imposibilidad de utilización. Sin embargo, el mismo resultado puede ser logrado doblando el bafle hacia la parte posterior del altavoz hasta formar una caja cerrada.

Aunque una caja totalmente cerrada y un bafle infinito se consideran a menudo como sinónimos, existe en realidad una gran diferencia entre ambos, es decir que el aire en la caja sufre compresión cuando el cono se mueve hacia dentro y expansión cuando lo hace hacia fuera. Esto no es por supuesto lo que ocurre con el bafle. La variación de presión del aire dentro de la caja produce el efecto de un muelle de expansión y compresión unido al cono, con el resultado de que la rigidez del "muelle" cambia la frecuencia de resonancia efectiva del altavoz. El valor del cambio depende del volumen del aire que hay dentro de la caja.

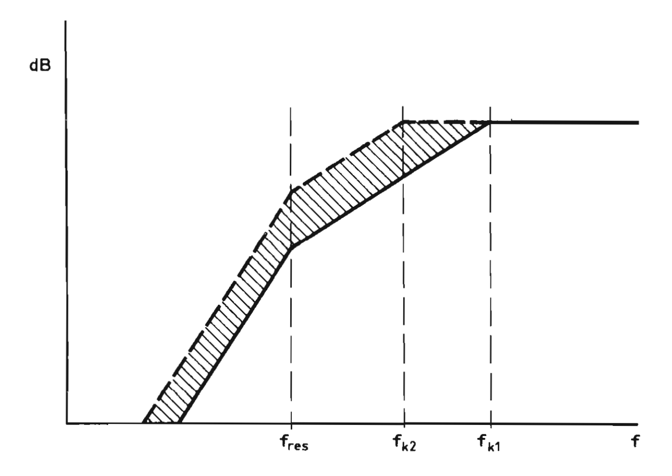


Figura 3. Demostración de cómo un bafle mejora la respuesta de graves (línea de trazos, con bafle; línea contínua, sin bafle).

Consideremos ahora el efecto de la caja con mayor detalle. La frecuencia de resonancia de un altavoz viene dada por la siguiente fórmula:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{(M_d C_s)}}, \qquad 1$$

donde M_d es la masa dinámica y C_s es la elasticidad de las suspensiones.

La masa dinámica, $M_d = M_c + M_a$, de donde M_c es la masa de las partes móviles y M_a es la masa del aire que se mueve en ambos lados del cono. La fórmula 1 se aplica sólo para altavoces sin montar cuando se encuentran en condiciones de "espacio libre", lo cual normalmente sólo se da en una cámara anecoica. De la fórmula 1 se puede calcular la elasticidad de un altavoz:

$$C_s = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 M_d}. \qquad 2$$

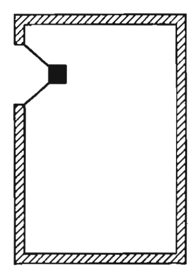


Figura 4. Un sistema de caja hermética.

El método para determinar la elasticidad y la masa dinámica consiste en hacer dos mediciones. En primer lugar, la frecuencia de resonancia (f_r) se determina aplicando una señal controlada al altavoz sin montar en una cámara anecoica. A continuación se aplica al altavoz una masa conocida m y se determina la nueva frecuencia de resonancia (f_m). De la fórmula 2 se deduce

$$C_s = \frac{1}{4\pi^2 f_m^2 (M_d + m)} . \qquad 3$$

Como que el valor de la elasticidad C_s es el mismo durante ambas mediciones, las ecuaciones 2 y 3 se pueden combinar, con lo que tendremos:

$$4\pi^2 f_m^2 (M_d + m) = 4\pi^2 f_r^2 M_d$$

$$M_d = \frac{m f_m^2}{f_r^2 - f_m^2} . \qquad 4$$

El valor de M_d que se obtiene con la fórmula 4 se puede sustituir en la fórmula 2 y, de este modo se calcula la elasticidad G_s.

Cuando el altavoz está montado en una caja hermética, el volumen interno del aire cuando las frecuencias son bajas actúa como determinado tipo de rigidez que se tiene que añadir a la rigidez del sistema de suspensión del altavoz, con lo que la rigidez total será $S_s + S_b$, donde S_b es la rigidez del aire dentro de la caja. Como que la elasticidad es el recíproco de la rigidez, tendremos:

$$S_s + S_b = \frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_b} = \frac{C_s + C_b}{C_s C_b} . \qquad 5$$

De aquí vemos que la fórmula 1 puede ahora modificarse para incluir el efecto de la caja, y la nueva frecuencia de resonancia para la combinación del altavoz en una caja cerrada es:

$$f_{sys} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_s + C_b}{M_d \times C_s \times C_b}} . \qquad 6$$

En esta fórmula para la frecuencia de resonancia del sistema no se consideran ciertos efectos de radiación y el cambio en la carga del aire cuando el altavoz está montado en una caja.

Si combinamos ahora las ecuaciones 6 y 1, el aumento proporcional de la frecuencia de resonancia es:

$$\frac{f_{sys}}{f_r} = \sqrt{\left(1 + \frac{C_s}{C_b}\right)} .$$

Si el altavoz ocupa menos de una tercera parte de la superficie de la placa del bafle en el que está montado, la relación entre la frecuencia de resonancia del sistema del altavoz con caja hermética (f_{sys}) y la frecuencia de resonancia del altavoz sin montar (f_r) es aproximadamente igual a:

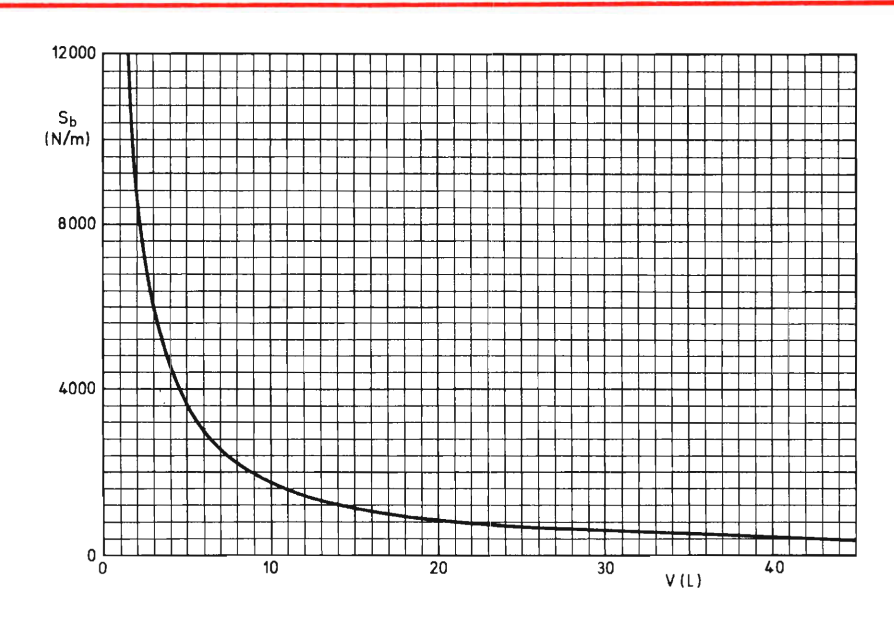


Figura 5. La rigidez de una caja hermética aumenta rápidamente al disminuir el volumen. Esta curva muestra la rigidez de una caja equipada con un woofer de 7 pulgadas.

Tabla 1. *Valores de masa y rigidez para woofers en condiciones de espacio libre*

tipo woofer	diámetro nominal (pulgadas)	diámetro efectivo del pistón (mm)	M_c (g)	M_a (g)	M_d (g)	C_s (mm/N)	f_r (Hz)
AD7060	7	125	9,6	0,57	10,43	1,2	45
AD7066	7	125	9,6	0,57	10,43	1,2	45
AD8061	8	160	11,6	1,2	12,8	1,12	42
AD8066	8	160	15,1	1,2	16,3	1,02	39
AD8067	8	160	24,6	1,2	25,8	0,8	35
AD1065	10	200	32,4	2,3	34,7	1,82	20
AD10100	10	200	32,4	2,3	34,7	1,17	25
AD1265	12	250	38	4,5	42,5	1,49	20
AD12100	12	250	46	4,5	50,5	1,39	19

M_d = masa móvil total $= M_c + M_a$; M_c = masa de las partes móviles;
M_a = masa del aire (altavoz sin montar) $= 2r^3\rho_0$ donde r = radio;
$\rho_0 = 1{,}17$ kg/m^3.

$$\frac{f_{sys}}{f_r} = \sqrt{\left\{0{,}87\left(1 + \frac{C_s}{C_b}\right)\right\}}. \qquad 8$$

Esta ecuación puede ser empleada para diseñar cajas herméticas de alta fidelidad. El valor de la elasticidad de las suspensiones del altavoz puede calcularse como se ha descrito anteriormente. En la tabla se indica el valor correspondiente para una serie de altavoces típicos.

La rigidez del aire dentro de la caja hermética depende del volumen de la caja y también de la superficie del "pistón" equivalente. Expresando esto en términos de elasticidad, la elasticidad de la caja viene dada por:

$$C_b = \frac{V}{\varrho c^2 A^2}, \qquad 9$$

donde V = volumen de la caja
ρ = densidad del aire
c = velocidad del sonido
A = superficie del "pistón" equivalente.

En la práctica, esta fórmula puede simplificarse como sigue:

$$C_b = 0{,}72\times 10^{-3}\times\frac{V}{A^2}\ \text{m/N}, \qquad 10$$

donde V es el volumen de la caja en cm^3 y A es la superficie del "pistón" en cm^2.

Como ejemplo, determinemos la nueva frecuencia de resonancia de un altavoz woofer cuando está montado en una caja de 40 litros. Las características del woofer son las siguientes:

frecuencia de resonancia (sin montar)	28 Hz
elasticidad	$1{,}3\cdot 10^{-3}$ m/N
radio efectivo del cono	7,5 cm

De la ecuación 10 tenemos:

$$C_b = 0{,}72\times 10^{-3}\times\frac{40\times 10^3}{\pi^2\times 7{,}5^4} = 0{,}923\times 10^{-3}\ \text{m/N}.$$

Sustituyendo en la ecuación 8 obtenemos:

$$\frac{f_{sys}}{f_r} = \sqrt{\left\{0{,}87\left(1 + \frac{1{,}3\times 10^{-3}}{0{,}923\times 10^{-3}}\right)\right\}} = \sqrt{\left(0{,}87\times 2{,}4\right)} = 1{,}44$$

y

$$f_{sys} = f_r\times 1{,}44 = 28\times 1{,}44 = 40{,}3\ \text{Hz}.$$

Para evitar la extracción de raíces cuadradas, se puede obtener el aumento proporcional aproximado en frecuencia de resonancia a partir de la figura 6, una vez determinada la relación de las elasticidades.

Podemos ver ahora la importancia que tiene el tamaño de la caja en la determinación de la respuesta de graves. Si se utiliza una caja pequeña, la frecuencia de resonancia de graves del sistema puede rápidamente duplicar la del altavoz sin montar. Por esta razón, el altavoz sin montar debe tener una frecuencia de resonancia básica muy baja cuando se pretenda utilizarlo en cajas herméticas. Si tenemos en cuenta la potencia de funcionamiento y la potencia admisible y relacionamos esta característica con las del funcionamiento en una caja hermética, podemos comprobar que el aumento de rigidez del sistema móvil reducirá los desplazamientos del cono para una misma

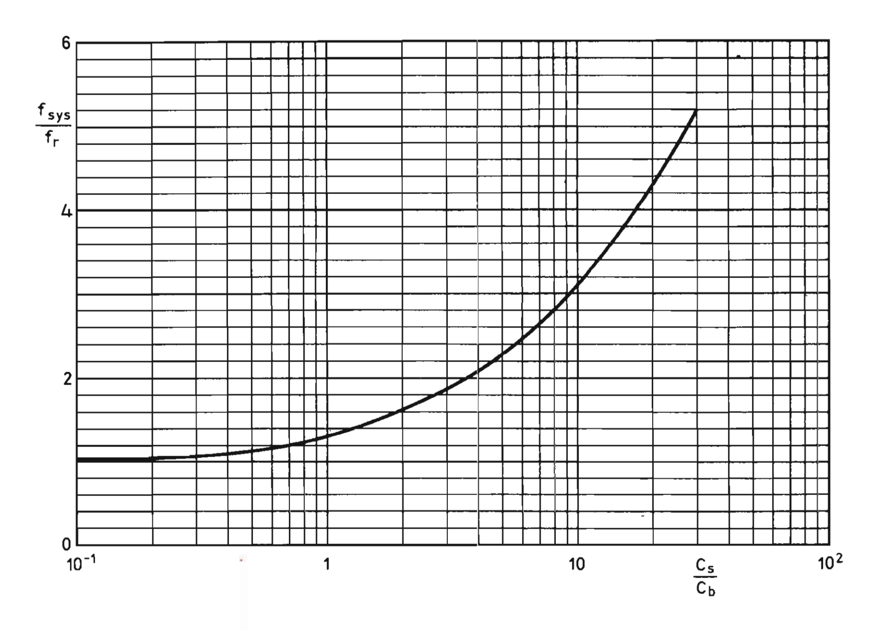


Figura 6. Aumento proporcional de la frecuencia de resonancia de un altavoz cuando está montado en una caja hermética.

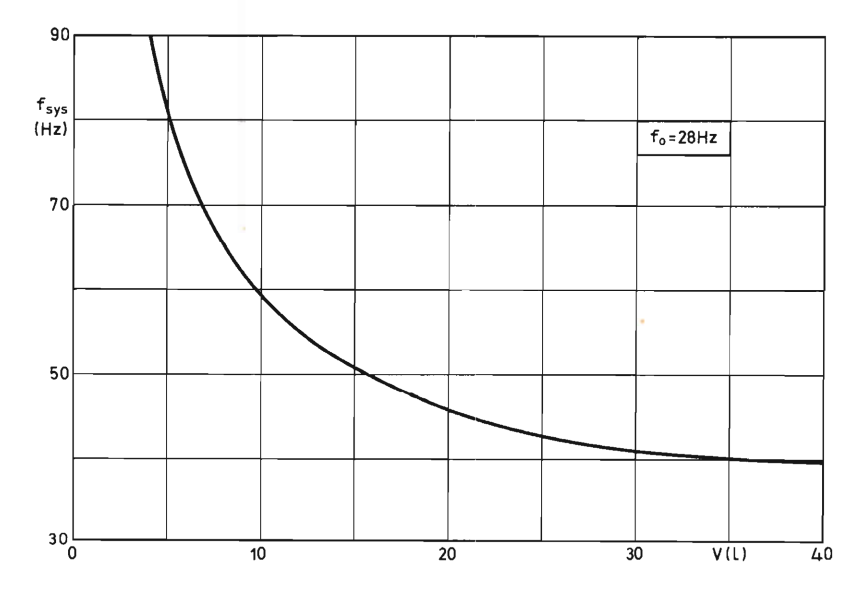


Figura 7. Variación de la frecuencia de resonancia de un sistema con el volumen de la caja para un woofer de 7 pulgadas con una frecuencia de resonancia básica de 28 Hz.

potencia de entrada en la bobina móvil. En otras palabras, se precisa mayor potencia para producir el mismo nivel de presión acústica. Dicho de otra forma, la eficiencia se reduce. Es muy importante, por lo tanto, que las condiciones bajo con las cuales se mide la potencia se especifiquen claramente. Por ejemplo, si se dice que la potencia admisible de un altavoz en una caja de 35 litros es de 40 W, es posible que el altavoz sin montar pueda soportar una potencia admisible de 10 W como máximo sin que sufra ningún desperfecto.

En principio no existen limitaciones especiales en el diseño de las cajas excepto que, si la caja no está forrada, la profundidad debe ser menor que un octavo de la longitud de onda a la frecuencia de resonancia, para evitar

las perturbaciones producidas por ondas estacionarias. Con frecuencias más altas, no obstante, las ondas estacionarias pueden todavía producirse y aunque sean menos molestas que las que se producen a resonancia, es costumbre amortiguarlas empleando un material absorbente del sonido. Para evitar reflexiones internas, por tanto, la caja debe rellenarse o revestirse con un adecuado material absorbente. La lana de vidrio (que se maneja con guantes de goma) se puede conseguir en cualquier parte y es ideal para este propósito.

La caja tiene que ser verdaderamente hermética al aire, ya que de no ser así la respuesta de graves se vería sensiblemente afectada. Todas las juntas tienen que estar perfectamente encoladas y atornilladas. Hay que prestar especial atención a la entrada del cable, asegurándose de que queda completamente hermético al aire. Entre los altavoces y la placa del bafle debe colocarse cinta de espuma de poliester autoadhesiva para evitar las fugas. Si se desea que la placa del bafle pueda quitarse, se tiene que emplear también cinta de espuma de plástico entre la placa del bafle y los listones a los que va atornillada.

Teniendo en cuenta la necesidad de que la caja sea hermética al aire y también de que absorba la radiación posterior del cono del altavoz, puede comprenderse ahora porque es necesario aislar acústicamente el tweeter y el squawker del woofer. Todos los tweeters y squawkers mencionados son de construcción hermética y no requieren cubiertas herméticas adicionales.

3. Cajas reflex para graves

A bajas frecuencias, la radiación de la parte posterior del cono representa la mitad de la potencia total radiada. El sistema reflex para graves aprovecha esta radiación. Esto implica el tener que invertir el sentido del movimiento de las partículas de aire de la parte posterior del cono antes de añadirlas a las vibraciones de la parte frontal. La caja tiene la forma de un recinto cerrado con el altavoz montado en el bafle y un orificio o ventana abierto en la placa del bafle para permitir la salida de la radiación posterior. La inversión del sentido del movimiento de las partículas de aire se logra mediante el efecto de resonancia asociado con la caja con ventana.

Según el principio del resonador de Helmholz, la resonancia se debe a la elasticidad del aire encerrado y la inductancia de la masa de aire en la ventana o cuello. La velocidad de las partículas en la ventana se amplifica más que la presión de las partículas, en relación con la velocidad y presión de entrada. Esto es debido a que la impedancia de entrada (presentada en la parte posterior del cono) es mayor que la de la ventana.

El incremento de la salida de bajas frecuencias depende del ángulo de fase entre los valores de entrada y salida del resonador. Si la caja está en resonancia, este ángulo es aproximadamente igual a 90° y así, posibilitando sentidos opuestos de las radiaciones anterior y posterior, la salida de la ventana está también desfasada 90° con relación a la radiación frontal del cono. A frecuencias por encima de la resonancia de la caja, la fase de la salida de la ventana se desplaza hacia la de la radiación frontal del cono, y la radiación del cono aumenta. A frecuencias por debajo de la resonancia, la fase de la salida de la ventana es tal que se reduce la radiación del cono.

El acoplamiento del resonador al cono también modifica la característica de la impedancia eléctrica. Si la caja se construye de forma que su resonancia corresponde a la frecuencia de resonancia del cono, el incremento de impedancia que se ha indicado anteriormente puede suprimirse casi por entero. A frecuencias por encima de la resonancia, el cono está controlado por la masa (inductivo) y la caja está controlada por elasticidad (capacitivo). A una frecuencia por debajo de la resonancia, tiene lugar lo contrario. Existen, por tanto, dos posibilidades para la resonancia del sistema. Esto se puede ver por la presencia de dos picos en la curva de impedancia de la figura 9.

La "capacitancia" de la caja varía con el volumen; el componente inductivo es proporcional a la relación entre la longitud y la superficie de la ventana y puede variarse normalmente formando un conducto o tunel detrás de la

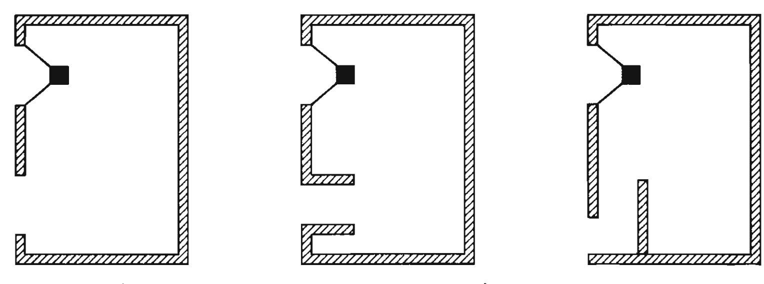


Figura 8. Distintas formas de construcción de una caja reflex.

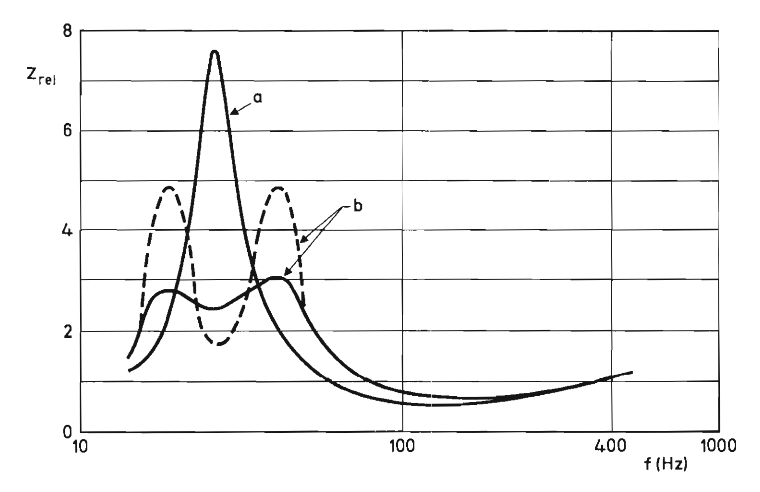


Figura 9. Efecto típico que produce una caja con ventaja en la impedancia del altavoz. (b) Impedancia en "aire libre". (b) Impedancia "encerrada"; las frecuencias de pico y los correspondientes valores de impedancia dependen del ajuste del sistema y de los factores Q.

ventana para permitir que la superficie de la ventana sea similar a la del cono. En un conducto rectangular, el factor longitud/superficie viene aumentado por $1/\sqrt{\text{superficie}}$. La superficie de la ventana se hace normalmente igual a la superficie del cono del altavoz, de forma que el volumen necesario para una determinada frecuencia de resonancia es función de la longitud del tunel. Un tunel largo tiene la ventaja de reducir el volumen de la caja para una determinada frecuencia de resonancia. En general, el tunel no debería ser más largo que un doceavo de la longitud de onda de la frecuencia de resonancia. Cuando las superficies del cono y de la ventana son iguales, se produce una gran impedancia mecánica en la parte posterior del cono y la mayor parte de la salida proviene de la ventana.

Siguiendo el desarrollo de los sistemas de cajas herméticas, se realizaron intentos en los sistemas de cajas reflex para reducir su tamaño y mantener sus características. En lugar de que la radiación sea aproximadamente igual en la parte posterior y frontal del cono en resonancia, se introdujo un nuevo sistema de conducto con carga que produce su mayor radiación a partir del conducto.

En este caso, la combinación de las reactancias, la elasticidad y la masa del conducto, actúan como transformadores de impedancia así como de acoplamiento de inversión de fase de la parte posterior del cono. Esto significa que la parte posterior del cono encuentra una rigidez comparable a la de su propia suspensión, o posiblemente incluso mayor, de forma similar a la de los sistemas de cajas herméticas. La diferencia consiste principalmente en que esta rigidez se transforma por medio del volumen de la caja y la masa del conducto en una radiación de gran amplitud en la entrada del conducto.

La consecuencia de todo esto es que en un amplio margen de bajas frecuencias se pueden obtener graves de gran amplitud con un movimiento del cono relativamente pequeño. Una desventaja de este sistema es que la radiación sigue estando limitada por el tamaño del conjunto. En algunos tipos de ventanas, el conducto orientado hacia el suelo mejora la radiación.

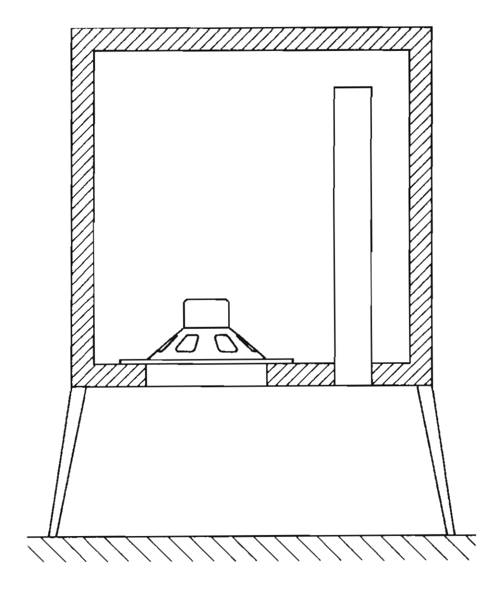


Figura 10. Caja tipo reflex de libre suspensión y conducto cargado, montada sobre patas para controlar la distancia desde el suelo para mejorar la radiación.

4. Cajas abiertas por detrás

Las cajas abiertas por detrás que se utilizaban normalmente en receptores de radio se comportaban en parte como un bafle doblado. Estas cajas tienen no obstante, un pico de resonancia en su característica de respuesta que depende principalmente de la caja, aunque también se ve afectada por las características del altavoz. La altura del pico es de 3 a 6 dB para las cajas poco profundas y de 6 a 10 dB para cajas profundas.

Las cajas abiertas por detrás no son apropiadas para una buena fidelidad, pero si se tienen que utilizar deben ser tan poco profundas como sea posible y sin ningún obstáculo acústico en la parte posterior. Tienen que estar situadas por lo menos a 15 cm de la pared.

5. Resumen de las características de las cajas

Hemos considerado los distintos métodos para montar un altavoz en una caja. Comparemos ahora las características de estos distintos métodos. La placa de bafle sencilla es la más fácil de construir y la más económica. Cuando se cuelga en la csquina de una habitación con su borde superior contra el techo, y mirando hacia abajo, se puede obtener un sonido de una calidad relativamente buena hasta una baja frecuencia determinada por el tamaño de la placa. La potencia de funcionamiento es baja, e igualmente lo es la potencia admisible.

De forma similar, la caja abierta por detrás puede producir un sonido de razonable calidad, pero debido a su tamaño limitado y a su pico de respuesta, su coste de construcción no compensa comparado con los de otras alternativas.

La caja reflex es apreciada desde hace tiempo y para buena respuesta de bajos tiene grandes ventajas. El principal inconveniente, sin embargo, en esta época de miniaturización es el tamaño necesario para obtener las frecuencias de graves. La potencia de funcionamiento es baja y la potencia admisible es alta. Un inconveniente es que a menos de que el constructor realice un diseño que haya sido hecho y probado, se puede encontrar ante un laborioso procedimiento de ajuste, incluso aunque se posean instrumentos y conocimientos para hacerlo.

Por último, tenemos la caja hermética. Esta es de fácil construcción y probablemente el diseño que tiene unos resultados más previsibles. Se puede obtener un rendimiento razonable en un volumen muy pequeño comparado con otros diseños y, desde el punto de vista del constructor, se pueden garantizar unos buenos resultados. Con una caja hermética se puede obtener una calidad excelente y los esfuerzos de construcción quedan ampliamente compensados. La potencia de funcionamiento es relativamente baja y la potencia admisible elevada.

Así podemos llegar a la siguiente conclusión: para la reproducción de un amplio margen de frecuencias con un buen margen dinámico, las cajas herméticas y las reflex son las mejores. Por su construcción más simple y menor volumen junto con un funcionamiento excelente, las cajas herméticas constituyen el diseño más popular.

Al finalizar este artículo sobre cajas acústicas, se tiene que señalar que todas las paredes de la caja tienen que ser rígidas. Aunque esto es evidente, hay que tener en cuenta que nuestros oídos reciben el sonido a través de las vibraciones del aire; aire que se ha hecho vibrar por la acción del altavoz, y *no por las paredes de la caja*. La vibración de la caja introduce *nuevas frecuencias* que no estaban presentes en el sonido original, y dicha distorsión es intolerable. Apoye ligeramente sus dedos en la parte superior de la caja. Si detecta alguna vibración cuando se aumenta el volumen significa que los paneles no son lo suficientemente gruesos.

CONTROL Y PROTECCION DE FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS

En este artículo se describen las características del circuito integrado TDA1060 y se consideran las posibilidades del mismo para la excitación, control y protección de fuentes de alimentación conmutadas, con ejemplos de aplicación práctica.

Se ha desarrollado un circuito integrado monolítico en el cual se incluyen todas las funciones necesarias para excitar, controlar y proteger las fuentes de alimentación conmutadas no simétricas. Designado con el tipo TDA1060, este nuevo circuito integrado ofrece al diseñador una solución fácil y sencilla para solucionar sus problemas de control y protección con un mínimo de componentes exteriores.

Bucle de control de fuentes de alimentación conmutadas

El diagrama de bloques de la figura 1 muestra el bucle principal de control de una fuente de alimentación conmutada. En él, la tensión de salida es llevada a la entrada de un amplificador de error a través de una red de realimentación donde se compara con una tensión de referencia. La salida del amplificador de error se conecta a una

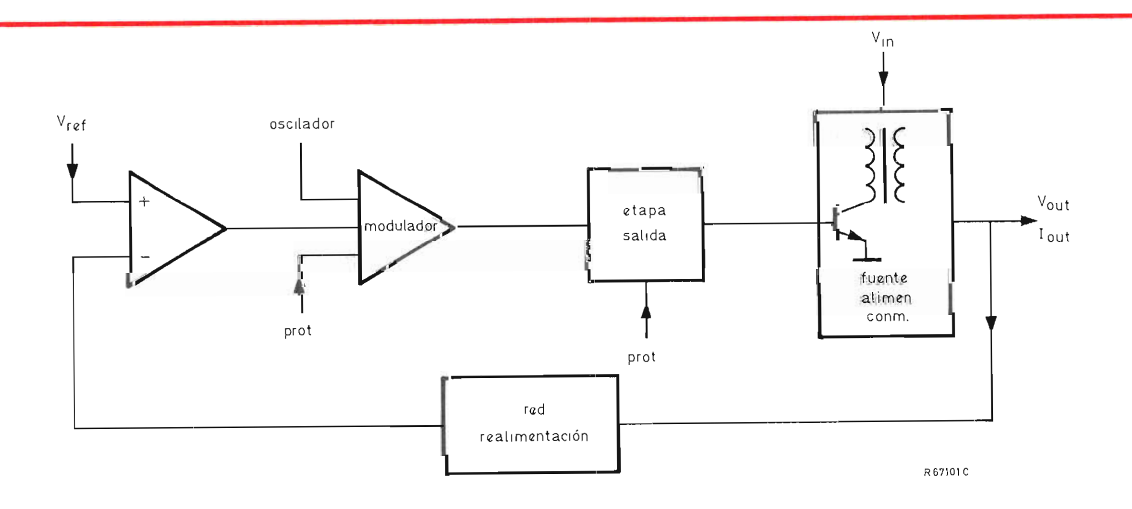


Figura 1. Bucle de control de una fuente de alimentación conmutada.

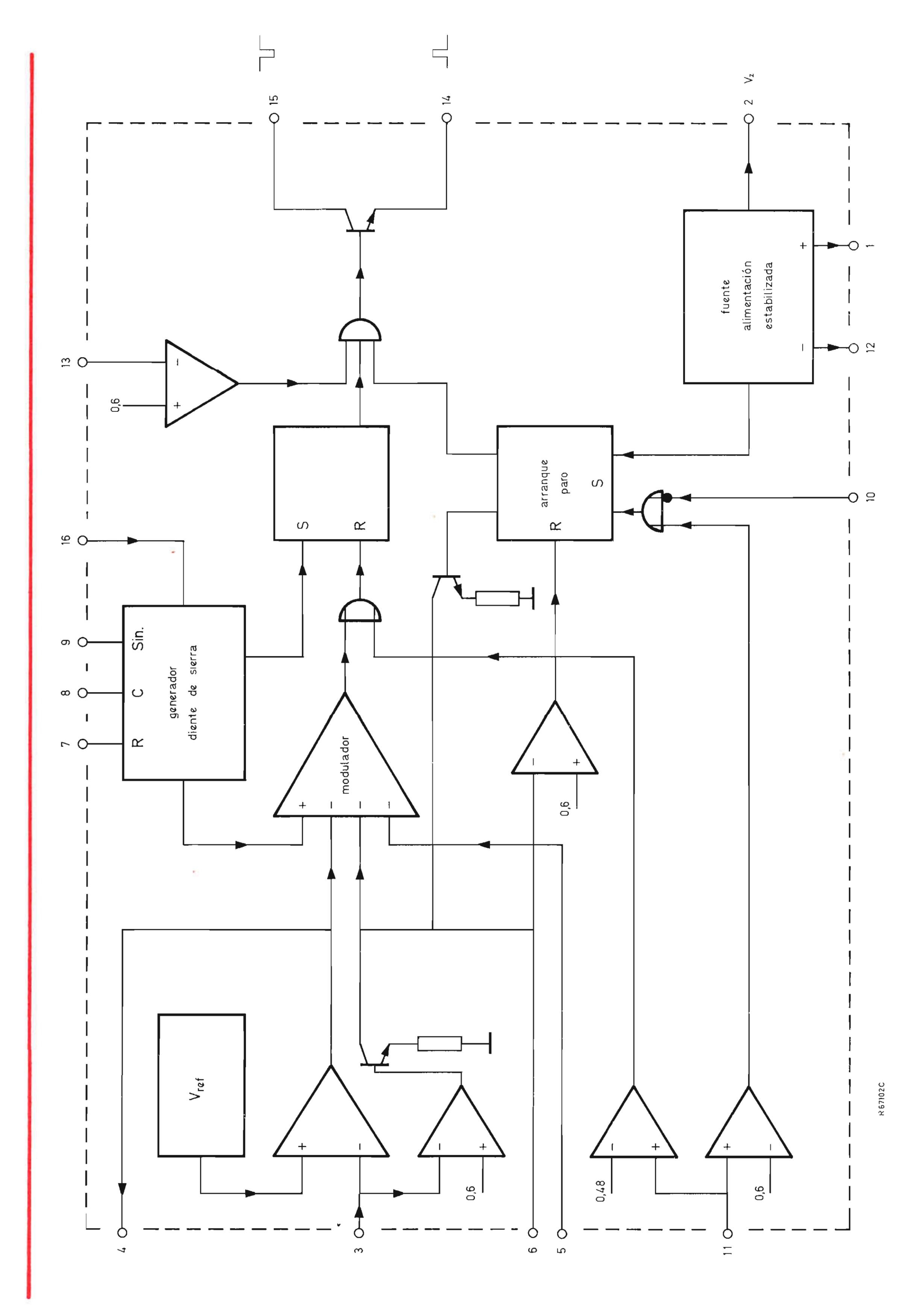


Figura 2. Diagrama de bloques del TDA1060.

entrada del modulador de anchura de impulsos (PWM).

Otra entrada del modulador de anchura de impulsos se utiliza para la señal del oscilador que puede ser una onda en forma de diente de sierra o triangular. El resultado de ambas señales es una forma de onda rectangular de frecuencia igual a la del oscilador que aparece en la salida del modulador de anchura de impulsos. La anchura de este impulso depende de la tensión de salida del amplificador de error. Este impulso, después de pasar por una etapa de potencia, puede ser utilizado para excitar el transistor de conmutación de la fuente de alimentación conmutada.

Evidentemente, cuando se varía la anchura del impulso, el tiempo de conducción del transistor de conmutación variará también, y por lo tanto lo mismo sucederá con la energía tomada de la entrada V_{in}. Así pues, controlando el ciclo de trabajo y del transistor de conmutación se puede estabilizar la salida de la fuente de alimentación conmutada contra variaciones de la tensión de entrada y de la carga. La protección contra sobretensiones, sobrecorrientes, etc., se puede efectuar a través de entradas adicionales del modulador de anchura de impulsos o de la etapa de potencia.

Funciones del TDA1060

Para facilitar la comprensión del funcionamiento del TDA1060 se da en primer lugar una descripción general de su funcionamiento, y después se describen algunas de las características más sobresalientes de este circuito.

De acuerdo con el diagrama de bloques de la figura 2, el TDA1060 incorpora las siguientes funciones:

- Una fuente de referencia de tensión compensada en temperatura.
- Un amplificador de error que tiene su entrada en la patilla 3. Su salida está conectada a la patilla 4, de forma que la ganancia se puede ajustar con resistores exteriores.
- Un generador de diente de sierra, con una entrada para sincronización compatible con la lógica TTL (terminales 7, 8 y 9).
- Un modulador de anchura de impulsos con un margen de variación del ciclo de trabajo δ entre 0 y 95%. Este modulador tiene dos entradas adicionales:
  La patilla 6 se puede utilizar para ajustar con exactitud $\delta_{máx}$ y el arranque suave.
  La patilla 5 es un acceso directo al modulador, para obtener un verdadero funcionamiento de corriente constante de salida.
- Una puerta a la salida del modulador de anchura de impulsos proporciona un sencillo limitador dinámico de corriente.
- Un circuito de memoria que es activado por el retroceso del diente de sierra y desactivado por el impulso de salida de la puerta mencionada, que evita la duplicación de impulsos.
- Otra memoria actúa como circuito de marcha-paro y proporciona un paro rápido y un arranque suave.
- Un circuito de protección de corriente que actúa por medio del circuito marcha-paro. Es una función combinada con el circuito limitador de corriente: así pues, la patilla 11 tiene dos niveles de disparo; uno más bajo para la limitación de corriente ciclo a ciclo, y otro más elevado para la protección de corriente por medio del paro y arranque suave.
- Una entrada para accionamiento marcha-paro remoto compatible con la lógica TTL en la patilla 10, que también funciona a través del circuito marcha-paro.
- Una entrada de inhibición en el terminal 13. El impulso de salida puede ser suprimido inmediatamente.
- Una puerta de salida que es accionada por las memorias y el circuito de inhibición.
- Un transistor de salida del cual tanto el colector (patilla 15) como el emisor (patilla 14) están disponibles exteriormente. Esto permite obtener impulsos normales o invertidos.
- Una fuente de alimentación que puede ser excitada por tensión o por corriente (patillas 1 y 12). La tensión de salida estabilizada generada internamente V_Z está conectada a la patilla 2.
- Una función especial es la entrada de alimentación directa en la patilla 16. La amplitud del generador de diente de sierra es controlada de tal forma que el ciclo de trabajo resulta inversamente proporcional a la tensión en esta patilla: $\delta \approx C/V_{16}$.
- Los circuitos de protección contra el fallo del bucle de realimentación aseguran que el ciclo de trabajo se reduce a cero o a un valor bajo para bucles abiertos o cortocircuitados respectivamente.

Fuente de alimentación estabilizada (patillas 1, 2 y 12)

La fuente de alimentación del TDA1060 pertenece al conocido sistema de regulación en serie y proporciona una tensión de salida estabilizada típica de 8,5 V. Su corriente máxima de salida es de 5 mA.

El circuito puede alimentarse directamente de una tensión continua entre 10,5 V y 18 V o bien puede alimentarse a través de un resistor de absorción. Cuando la tensión de alimentación es inferior a 10,5 V (entre las patillas 1 y 12) actúa un circuito de protección que inhibe el impulso de salida. Cuando la tensión de alimentación sobrepasa los 10,5 V, el circuito integrado empieza

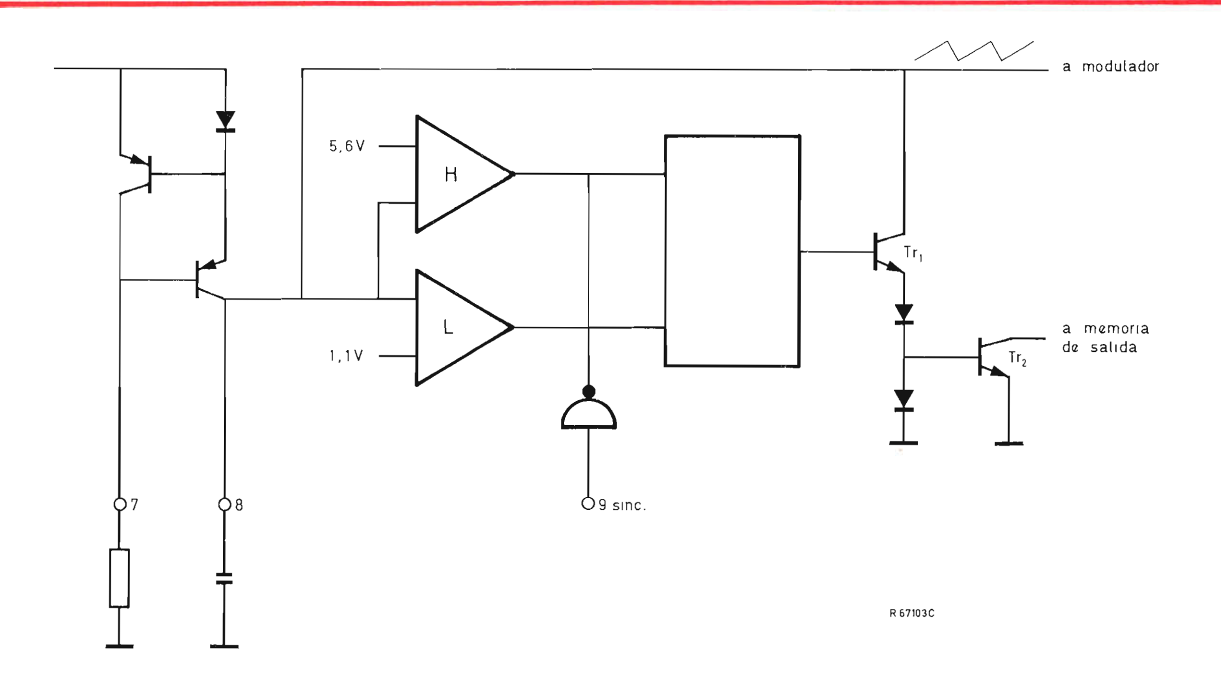


Figura 3. Oscilador de diente de sierra.

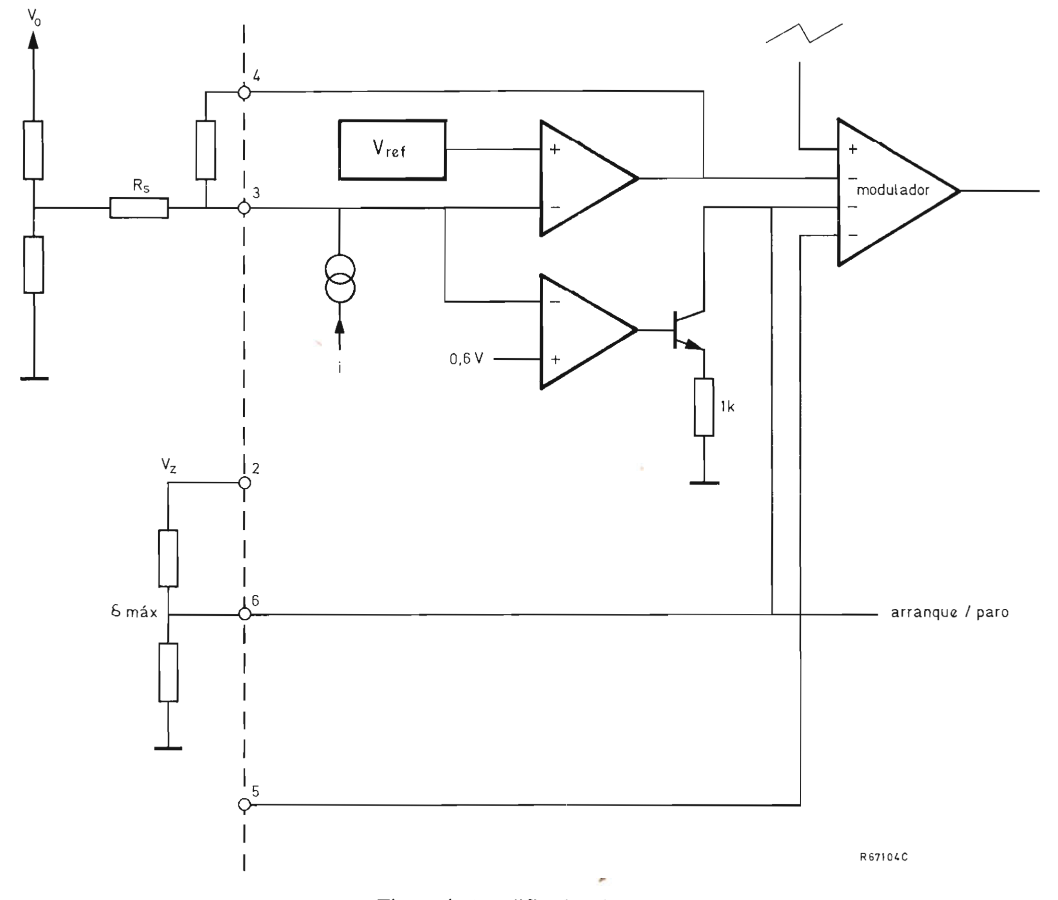


Figura 4. Amplificador de error.

a producir impulsos de salida a través del sistema de arranque suave.

Generador de diente de sierra

La figura 3 muestra el circuito del oscilador principal. Un resistor dispuesto entre las patillas 7 y 12 (masa) determina la corriente constante que carga el condensador de temporización C_{8-12} (entre las patillas 8 y 12). Esto produce un aumento lineal de la tensión en la patilla 8 hasta que se alcanza el nivel de 5,6 V.

El comparador H activa el biestable RS y TR_1 descarga C_{8-12} hasta que su tensión esté por debajo de 1,1 V, entonces el comparador L desactiva el biestable. Durante este tiempo de retroceso, TR_2 inhibe la salida. A veces es necesario que funcionen varias fuentes de alimentación conmutadas juntas en un equipo. En este caso, normalmente es deseable sincronizar los osciladores.

La sincronización a una frecuencia más baja que la propia se efectúa a través de la puerta TTL en la patilla 9. El margen de frecuencia del TDA1060 va de frecuencias inferiores a 50 Hz hasta frecuencias superiores a 100 kHz.

Fuente de tensión de referencia

La fuente de tensión de referencia interna está basada en la tensión de separación de banda del silicio. Un ajuste en el chip asegura una dependencia de la temperatura inferior a ±100 ppm/°C. La tensión de referencia se conecta a la entrada no inversora (+) del amplificador de error y tiene un valor típico de 3,72 V.

Amplificador de error con circuitos de protección contra un fallo del bucle de realimentación

Este amplificador operacional de acuerdo con el concepto generalmente usado, tiene una ganancia típica en circuito abierto de 60 dB. Como se ve en la figura 4, la entrada inversora está conectada a la patilla 3 para admitir la realimentación proporcional a V_0.

La salida está conectada al modulador de anchura de impulsos, pero además está conectada a la patilla 4, de manera que la ganancia necesaria puede ser ajustada mediante R_S y $R_{(3-4)}$.

Además, la patilla 4 se puede utilizar para conectar redes de desplazamiento de fase que mejoren la estabilidad del bucle. Si se interrumpe el bucle de realimentación de una fuente de alimentación conmutada, el amplificador de error se situaría a una tensión igual a la mitad de su región activa debido a la realimentación a través de $R_{(3-4)}$ y esto daría lugar a un factor de trabajo elevado. Una fuente de corriente conectada a la patilla 3 evita ésto proporcionando la elevada tensión de entrada a través del resistor $R_{(3-4)}$. Como resultado, el ciclo de trabajo será cero siempre que $R_{(3-4)}$ sea mayor que 100 kΩ. Si se cortocircuita el bucle de realimentación, el ciclo de trabajo podría ascender al valor máximo ajustado. Por esto, un comparador adicional actúa cuando la tensión de realimentación en la patilla 3 es inferior a 0,6 V lo que limita el ciclo de trabajo.

Modulador de anchura de impulsos

La función del modulador de anchura de impulsos es la de transformar la tensión de realimentación en un impulso periódico cuyo ciclo de trabajo depende de la tensión de realimentación. Como se puede observar en la figura 5, el modulador de anchura de impulsos del TDA1060 es un par diferencial en el cual el diente de sierra de la patilla 8 se compara con la tensión más baja de las presentes en las patillas 4 (amplificador de error), 5 ó 6 ($\delta_{máx}$ y arranque suave). La salida del modulador de anchura de impulsos provoca la puesta a cero del biestable de salida.

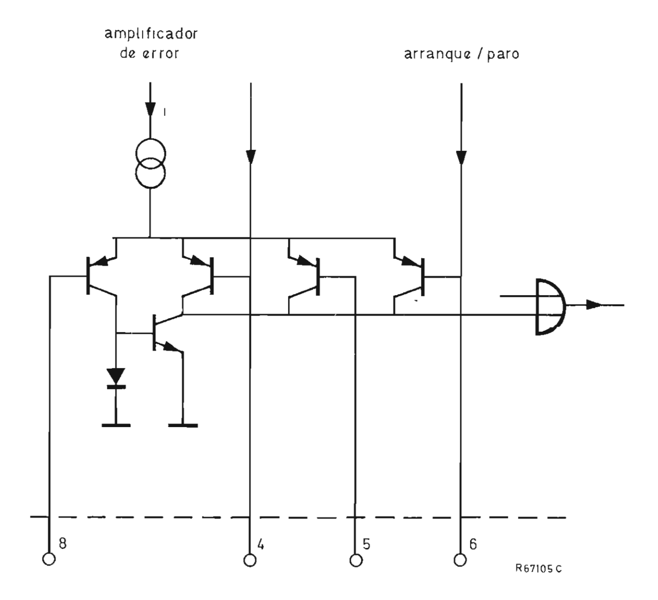


Figura 5. Modulador de anchura de impulsos.

Limitación del máximo ciclo de trabajo

Con las patillas 5 y 6 no conectadas y con una tensión de realimentación más bien baja en la patilla 3, el TDA1060 entrega impulsos de salida con un factor de trabajo aproximadamente igual al 95%.

Sin embargo, esto puede provocar problemas en muchas fuentes conmutadas especialmente en los convertidores directos, en los cuales el transformador se satura si δ es mayor del 50% y por lo tanto, es necesario limitar el máximo ciclo de trabajo. En el TDA1060 ésto se efectúa aplicando una tensión continua a la patilla 6 por medio de un divisor resistivo desde las patillas 2 a 12.

La precisión de $\delta_{máx}$ resultante es elevada por el hecho de que las tolerancias en V_Z están compensadas y los niveles del diente de sierra están determinados por el acoplamiento del resistor interno, más que por sus tolerancias absolutas.

Limitación dinámica de corriente y protección contra sobrecorrientes (patilla 11)

En muchas aplicaciones, no es necesario tener una salida de corriente realmente constante en las fuentes de alimentación conmutadas. La protección del transistor de conmutación es de primordial importancia y puede realizarse de forma sencilla y barata con el TDA1060. Un resistor (un transformador de corriente) en el emisor del transistor de conmutación proporciona una réplica de la corriente de colector. Esta señal debe conectarse a la patilla 11.

Como muestra la figura 6, ésta entrada tiene dos comparadores con diferentes niveles de referencia. La salida del comparador con la referencia más baja de 0,48 V está conectada a la misma puerta que la salida del modulador de anchura de impulsos. Cuando es activada, desactiva inmediatamente el biestable de salida, reduciendo así el ciclo de trabajo.

La efectividad de esta limitación de corriente llamada de "ciclo a ciclo" disminuye para valores bajos del ciclo de trabajo. Cuando δ es muy pequeño, pasa a dominar el tiempo de almacenamiento del transistor de conmutación. Entonces, la corriente aumentará de nuevo, hasta sobrepasar la referencia del segundo comparador. La salida de este comparador activa el circuito de marcha/paro y provoca una inhibición inmediata de los impulsos de salida. Después de un determinado tiempo muerto, el circuito arranca de nuevo con impulsos de salida muy estrechos.

El circuito de marcha/paro

La función de este circuito de protección es la de parar los impulsos de salida en cuanto se presente un fallo y de mantenerlos parados durante varios períodos. Pasado este "tiempo muerto", la salida de impulsos aparece de nuevo con un ciclo de trabajo muy pequeño que aumenta gradualmente. Si el fallo persiste, éste producirá arranques y paradas cíclicas. Este modo de funcionamiento intermitente limita efectivamente la energía durante las condiciones de fallo.

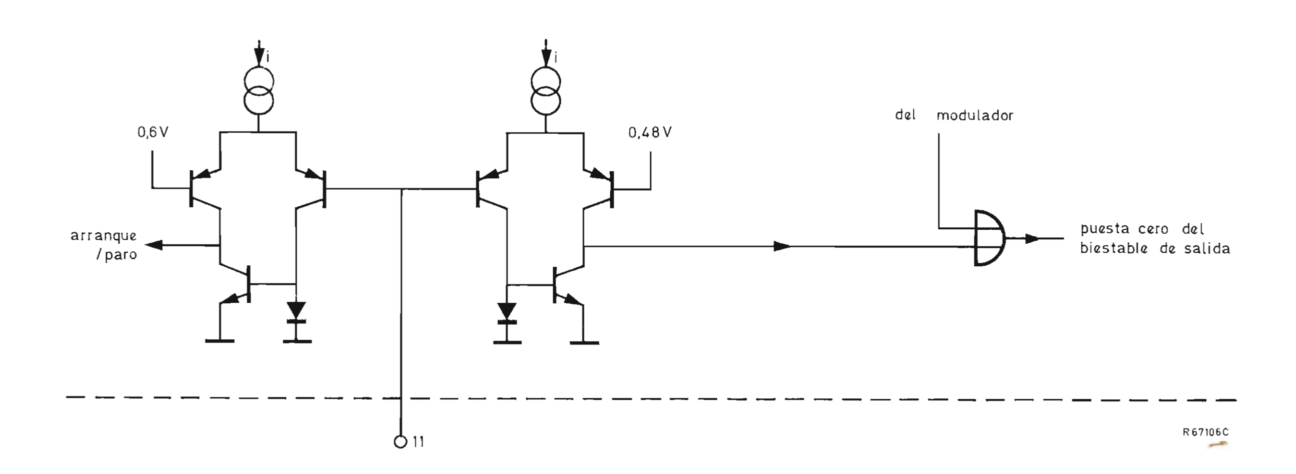


Figura 6. Entrada para protección de corriente.

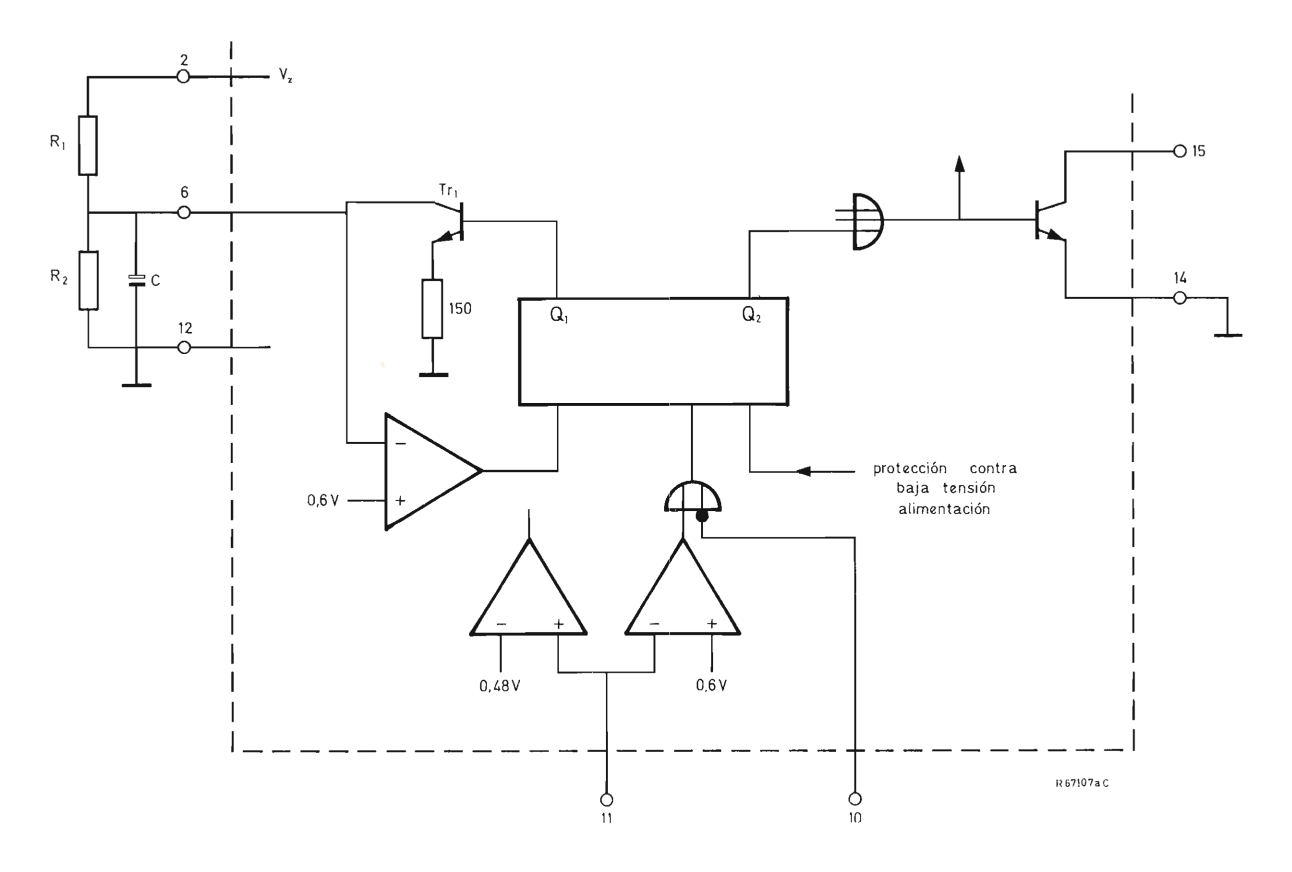


Figura 7a. Circuito marcha/paro.

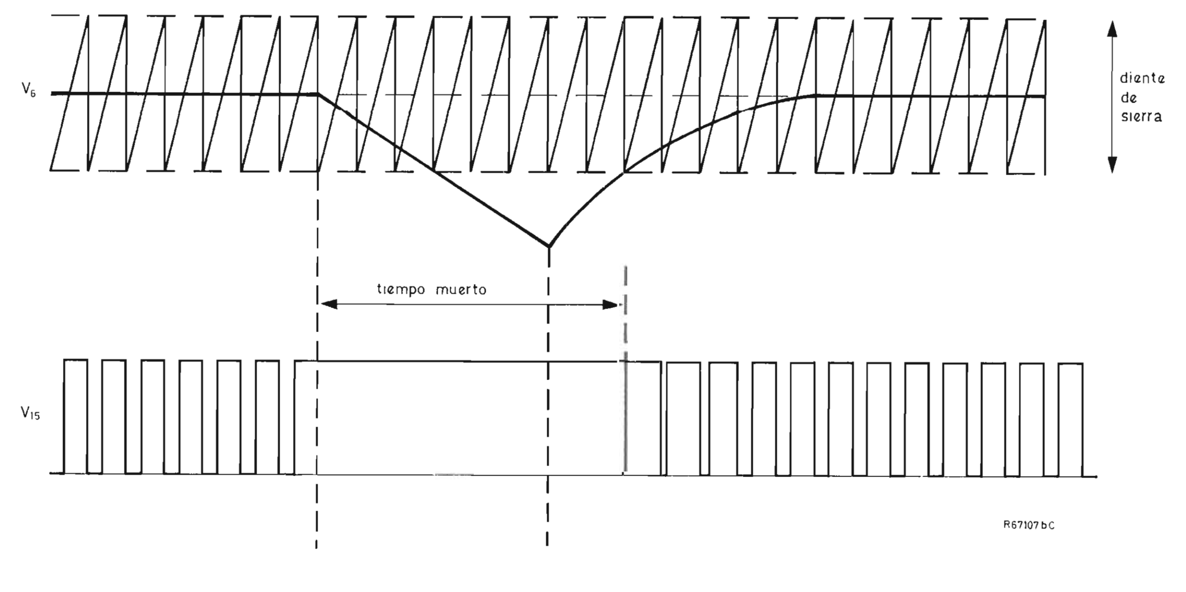


Figura 7b. Arranque suave.

En las figuras 7a y 7b se muestra el circuito y su funcionamiento. El tiempo muerto y el arranque suave se determinan mediante un condensador externo conectado a la patilla 6 (ajuste de $\delta_{máx}$).

Se puede activar el biestable mediante tres funciones diferentes:

- Marcha/paro remoto en las patillas 9 y 10.
- Protección contra sobrecorrientes en la patilla 11.
- Protección contra baja tensión de alimentación (interna).

En cuanto una de estas funciones activa el biestable, los impulsos de salida son bloqueados por la puerta de salida.

Al mismo tiempo, el transistor TR_1 está polarizado en sentido directo, provocando una descarga del condensador en la patilla 6. La corriente de descarga está limitada por un resistor interno de 150 Ω en el emisor de TR_1. La tensión en la patilla 6 disminuye por debajo del nivel inferior del diente de sierra. Cuando ha caído a 0,6 V, éste activará un comparador y el biestable se desactiva. Entonces, la etapa de salida deja de estar bloqueada y TR_1 se bloquea.

Ahora, V_Z cargará al condensador a través de R_1 a la tensión normal de $\delta_{máx}$. La salida se inicia entregando impulsos muy estrechos en cuanto la tensión en la patilla 6 es superior al nivel más bajo del diente de sierra. El ciclo de trabajo aumenta ahora gradualmente a un valor determinado por la realimentación en la patilla 3, o por el ajuste estático de $\delta_{máx}$ en la patilla 6.

Circuito de marcha/paro remoto (patillas 10 y 9)

Hay muchas aplicaciones en las que la fuente de alimentación debe conmutarse remotamente por una señal lógica. Esto se puede efectuar mediante la entrada marcha/paro remoto de las patillas 10 y 9, compatible con la lógica TTL.

Los impulsos de salida son inhibidos por niveles de tensión inferiores a 0,8 V. La salida del circuito integrado deja de estar bloqueada cuando la entrada marcha/paro remoto está sin conectar o cuando se aplica una tensión mucho mayor que 2 V. El arranque se efectúa a través del circuito de arranque lento.

La etapa de salida

La etapa de salida del TDA1060 contiene un biestable, un transistor de salida excitado simétricamente y una puerta, como se muestra en la figura 8. El biestable se activa por el retroceso del diente de sierra. Se desactiva mediante el modulador de anchura de impulsos o por el circuito de limitación de corriente.

Con este circuito se asegura que la salida se conmuta sólo una vez por período, siendo imposible la aparición de impulsos dobles. El colector y el emisor del transistor de salida están conectados a las patillas 15 y 14 respectivamente, lo que permite obtener impulsos de salida normales o invertidos.

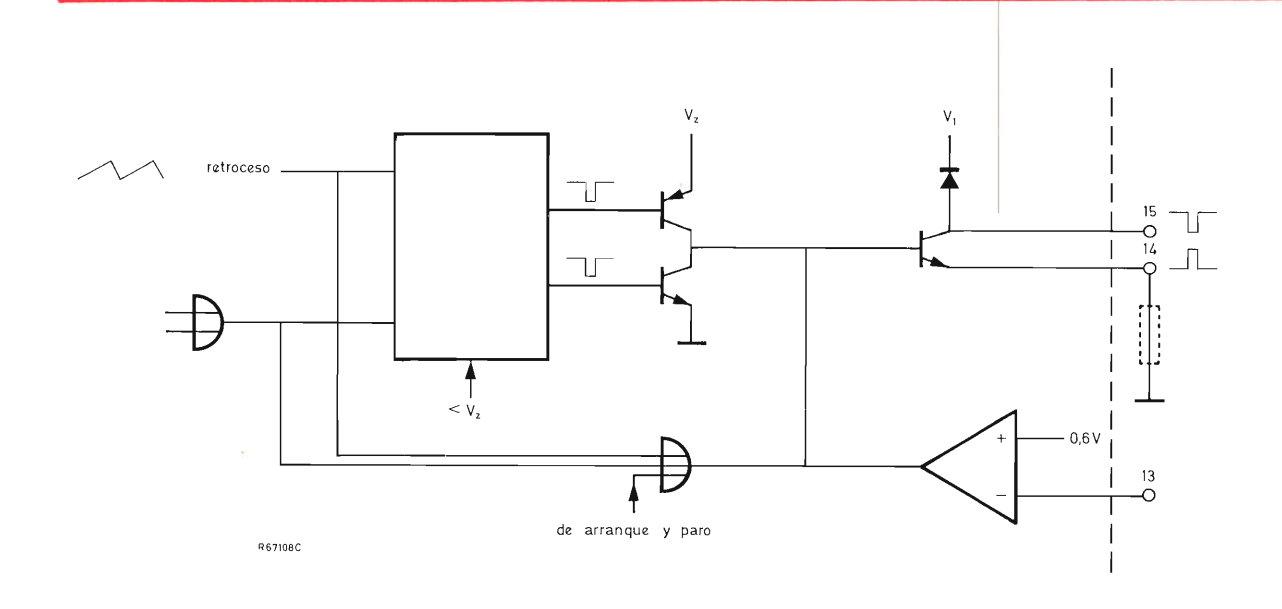


Figura 8. Etapa de salida.

Si se conecta el emisor a masa internamente se podría desarrollar una tensión de ruido en la conexión interna del circuito integrado, especialmente con elevadas corrientes de salida, que podrían provocar interferencias al resto del circuito. Las posibilidades del transistor de salida permiten una corriente de pico de 40 mA para $V_{CE} \leqslant \leqslant 0{,}4$ V. Un diodo recortador interno conectado a la fuente de alimentación protege al colector contra sobretensiones.

La tensión máxima en el emisor (patilla 4) no debe ser superior a +5 V. Una puerta, activada por uno de los impulsos de activación o de desactivación, o por una orden del circuito marcha-paro, desconectará inmediatamente el transistor de salida cortocircuitando su base. El inhibidor externo (patilla 13) actúa también sobre la base del transistor.

Inhibidor

Como se muestra en la figura 8, la salida de este comparador NPN bloqueará el impulso de salida, cuando se aplica una tensión superior a 0,6 V en la patilla 13. Una aplicación específica de este circuito es la de evitar la saturación del transformador de convertidores directos.

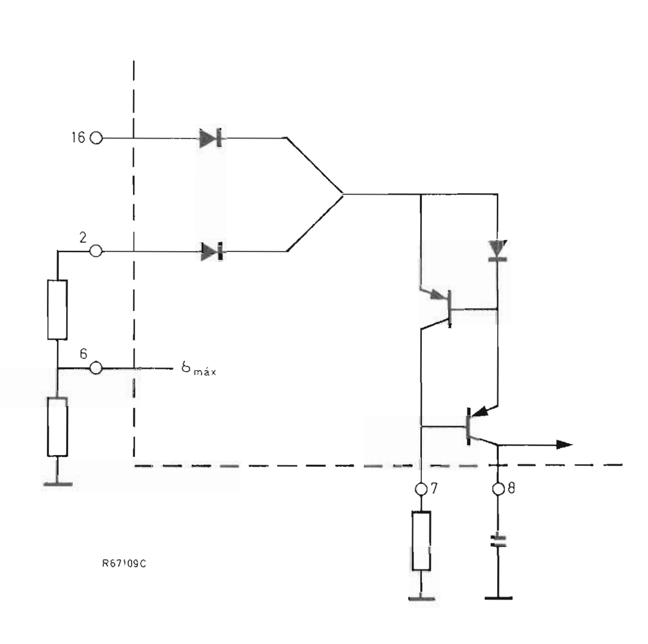


Figura 9. Realimentación directa.

Realimentación directa (patilla 16)

La fórmula básica para un convertidor directo es:

$$V_{out} = \frac{\delta \cdot V_{in}}{n}$$

donde n = relación de transformación.

Esto significa que para mantener constante V_{out}, el ciclo de trabajo δ debe ser inversamente proporcional a la tensión de entrada. Una preregulación (realimentación directa) que cumpla la función $\delta \approx 1/V_{in}$ puede facilitar el diseño del bucle de realimentación. Este bucle ahora sólo tiene que regular las variaciones de la carga, que requiere una ganancia de realimentación baja en condiciones normales de funcionamiento. El transformador de un convertidor directo debe diseñarse de modo que no se sature, incluso en condiciones transitorias, en las que la máxima inducción está determinada por $\delta_{máx} \times \times V_{in\ máx}$. La función $\delta \approx 1/V_{in}$ puede realizarse utilizando la patilla 16 del circuito integrado TDA1060.

La figura 9 muestra el circuito. Cuando la tensión en la patilla 16 es superior a la tensión estabilizada V_Z (patilla 2), aumentará la corriente de carga del condensador de temporización en la patilla 8.

Aplicacion a un convertidor de retroceso de 12 W

En la figura 10 se da el esquema de un convertidor de retroceso de 24 V/5 A alimentado directamente de la red y equipado con el circuito integrado TDA1060. Como se puede ver, el número de componentes externos conectados al circuito integrado es muy pequeño.

Aplicacion a un convertidor directo de 200 W

La figura 11 muestra el esquema de un convertidor directo de 5,5 V/40 A alimentado de la red. Obsérvese que el circuito integrado está conectado en la parte secundaria del convertidor para conseguir una elevada estabilidad de la tensión de salida. Para ello, es necesaria una alimentación adicional de +24 V aislada de la red (pequeño transformador de 50 Hz). Obsérvese también que la protección de corriente no se efectúa a través de la entrada de dos niveles en la patilla 11, sino que se lleva a cabo a través de la entrada marcha-paro remota de la patilla 10. Con esto se consigue que la diferencia entre la corriente máxima de salida y el nivel de disparo de la protección de corriente sea muy pequeña.

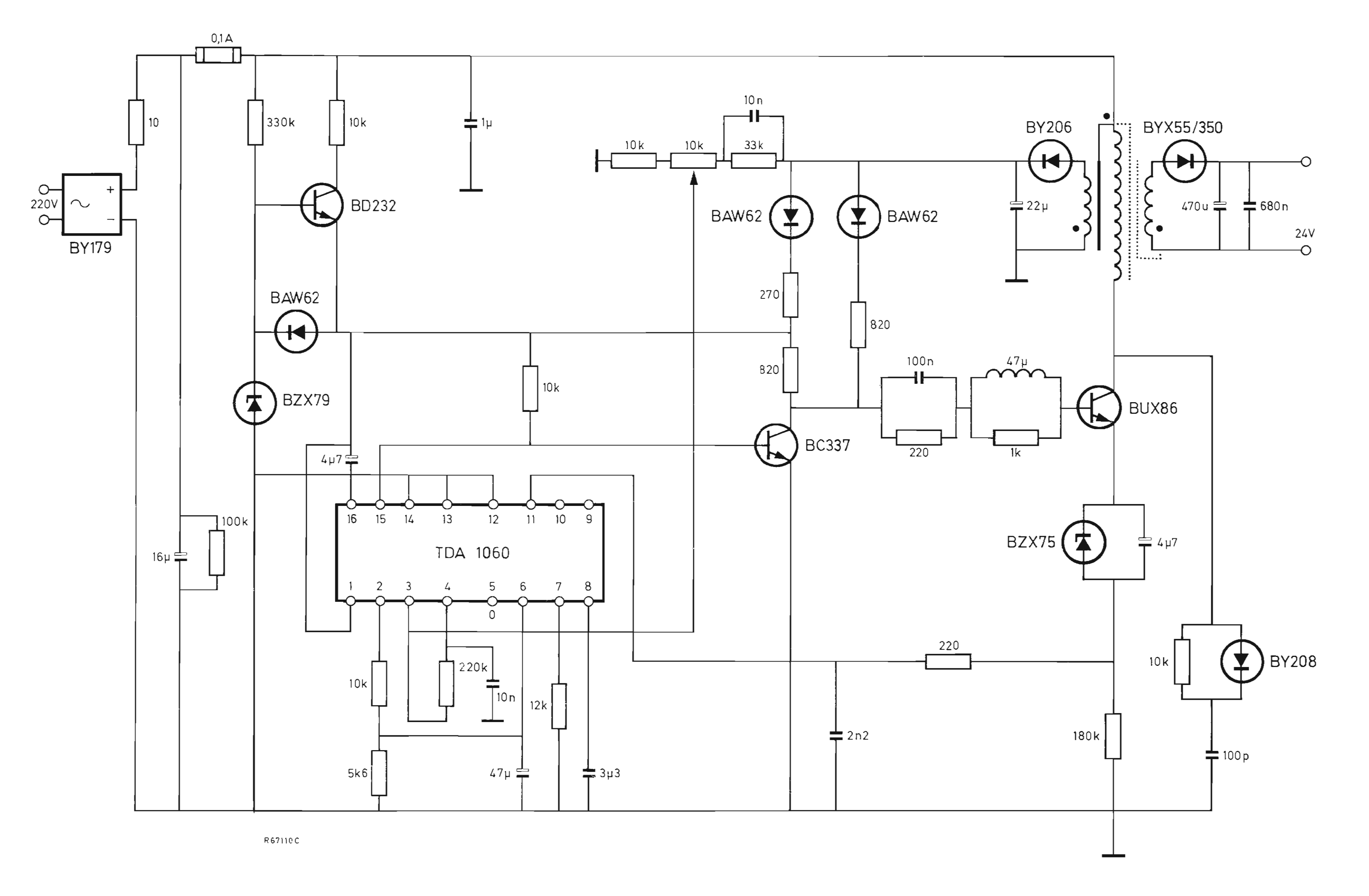


Figura 10. Convertidor de retroceso de 12 W.

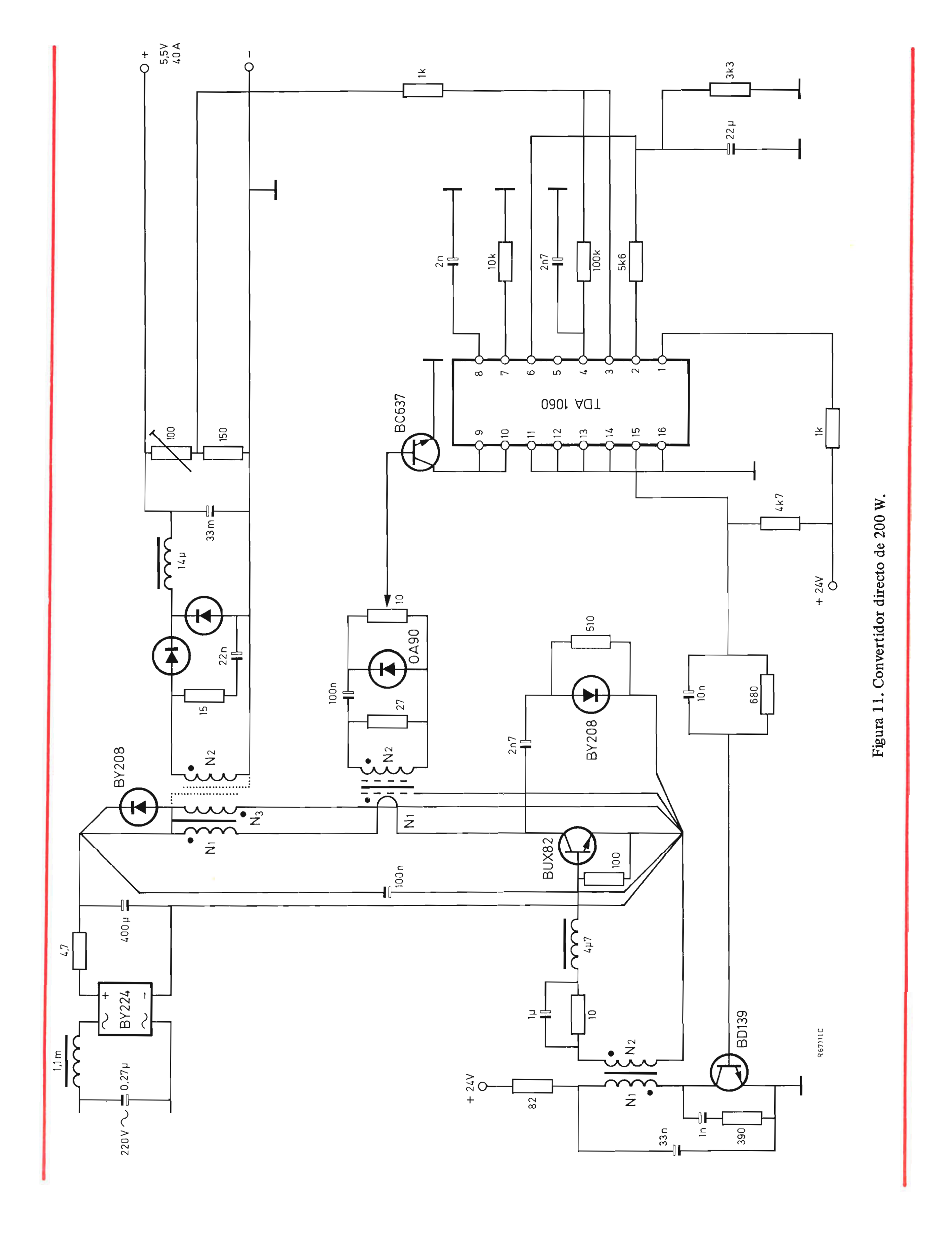


Figura 11. Convertidor directo de 200 W.

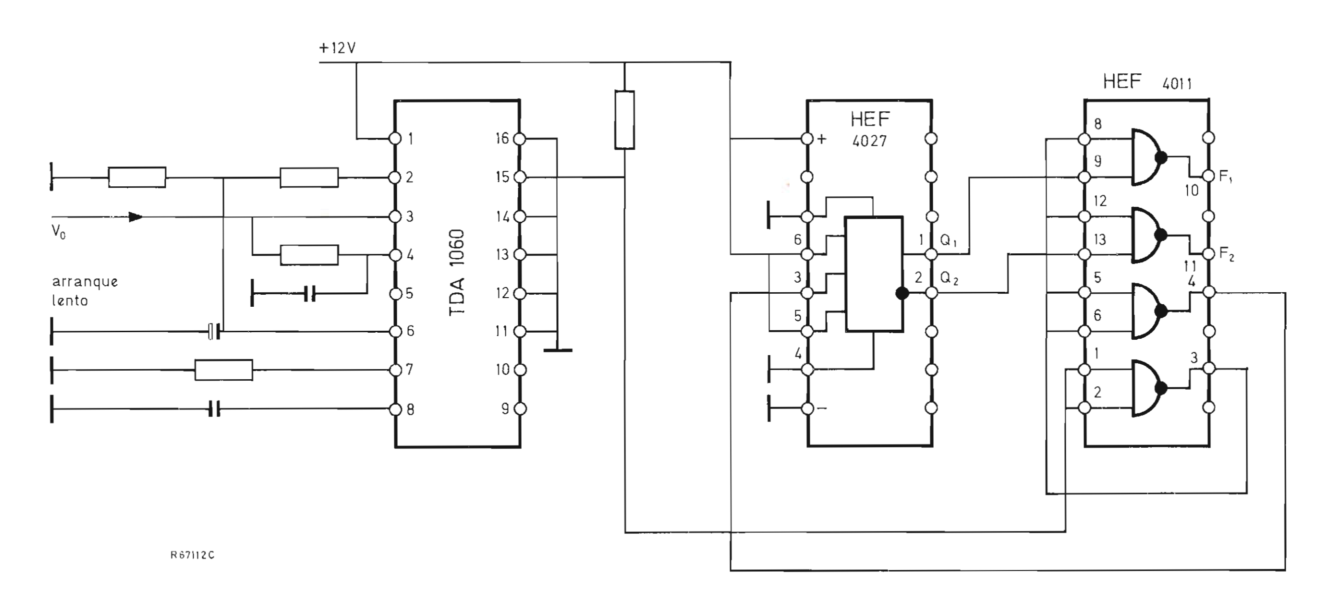


Figura 12. Circuito para convertidores simétricos y doble directos.

Aplicación a convertidores simétricos o doble directos

Tanto los convertidores simétricos como los doble directos son básicamente dos convertidores en paralelo excitados alternativamente. El desfase de 180° necesario puede efectuarse con dos circuitos integrados digitales normales como muestra la figura 12.

Caracteristicas del TDA1060

Alimentación (fuente de tensión)	V_p	máx	18 V
(fuente de corriente)	I_p	máx	30 mA
Corriente de salida		máx	40 mA
Tensión estabilizada	V_Z	típ	8,4 V
Tensión de referencia	V_{ref}	típ	3,72 V
Frecuencia de conmutación	f	máx	100 kHz.
Margen de temperaturas de funcionamiento	T_{amb}		−25 a +85°C

REGULADORES DE TENSION EN CIRCUITO INTEGRADO

El desarrollo de reguladores de tensión en circuito integrado ha conducido a la aplicación de la regulación local. En este artículo se considera esta nueva orientación, los reguladores de tensión especialmente desarrollados para ello y las condiciones que han de satisfacerse para asegurar un buen funcionamiento, especialmente a lo que se refiere a disipación. Como ejemplos prácticos se analiza la disipación en las cápsulas metálicas TO39 y en las de plástico TO92.

Regulación con tarjetas

Los métodos de regulación de tensión han evolucionado considerablemente. Antes, se utilizaban reguladores de alta potencia de gran volumen, o reguladores compuestos de muchos componentes para alimentar un sistema electrónico. La impedancia de esta línea y sus correspondientes conectores producían caídas de tensión que variaban a través del sistema. Además, cualquier impedancia común entre tarjetas podía ocasionar acoplos indeseables. Para evitar esto, normalmente los sistemas antiguos precisaban desacoplos que hacían menos eficaz la regulación local.

La tendencia actual es hacia una regulación local de tarjetas con circuitos integrados reguladores pequeños, de poco coste y que no precisan virtualmente ningún refrigerador y prácticamente ningún componente externo. Los últimos diseños de reguladores destacan por sus gamas de corrientes bajas y por sus cápsulas de tres terminales y baja potencia; cada regulador de tensión en este caso alimenta sólo lo que precisa la tarjeta.

Las ventajas que ofrece este nuevo método de regulación de tensión son sin duda muy claras:

– gran fiabilidad (dispositivos de corrientes bajas);
– caídas de tensión mínimas (no hay líneas largas);
– mayor estabilidad (no existen acoplos indeseables).

Definición de los términos

Antes de estudiar con detalle los reguladores de tensión, es preciso definir claramente su terminología.

Tensión dependiente de la limitación de corriente. Es la tensión a través de los terminales de limitación de corriente que se precisa para que el regulador limite la corriente cuando la salida está en cortocircuito. Esta tensión se emplea para determinar el valor del resistor externo de limitación de corriente cuando se utilizan transistores externos.

Tensión de paso al reposo. Es la tensión diferencial entrada-salida para la cual el circuito deja de regular mientras se producen nuevas reducciones de la tensión de entrada.

Margen de la tensión de entrada. Es el margen de tensiones de entrada de c.c. en el cual el regulador funciona según las especificaciones.

Regulación de línea. Es el cambio de la tensión de salida correspondiente a un cambio de la tensión de entrada. La medición de este cambio se realiza con un bajo consumo o utilizando impulsos de forma que la temperatura media del chip no varíe considerablemente.

Regulación de carga. Es el cambio de la tensión de salida correspondiente a un cambio de la corriente de carga manteniendo constante la temperatura del chip.

Estabilidad a largo plazo. Es la estabilidad de la tensión de salida bajo condiciones aceleradas de pruebas de duración a 125°C con máximas tensiones y disipaciones de potencia durante 1000 horas.

Máxima disipación de potencia. Es la disipación total máxima del dispositivo para la cual el regulador funcionará dentro de sus especificaciones.

Tensión diferencial salida-entrada. Es la diferencia de tensión entre la tensión de entrada sin regular y la tensión de salida regulada para la que el regulador funciona dentro de sus características.

Tensión de ruido de salida. Es el valor eficaz de la tensión de c.a. en la salida con carga constante y sin ondulación de entrada, medido en un determinado margen de frecuencias.

Margen de la tensión de salida. Es el margen de tensiones reguladas en las que se cumplen las características.

Corriente de reposo. Es la parte de la corriente de entrada al regulador que no se aplica a la carga.

Rechazo de ondulación. Es la regulación de línea con señales de entrada de c.a. de una frecuencia dada o por encima de la misma con un valor específico para el condensador de desacoplo del terminal de desacoplo de referencia.

Drenado de la corriente de mantenimiento. Es la parte de la corriente de funcionamiento del regulador que no forma parte de la corriente de carga.

Estabilidad de la temperatura. Es el cambio en tanto por ciento de la tensión de salida al producirse un cambio térmico entre la temperatura ambiente y cualquier otra temperatura extrema.

Reguladores de tensión fija de tres terminales

En la figura 1 puede observarse la forma básica de un regulador de tensión de tres terminales. Existe una gama de varios tipos que se caracteriza principalmente por los valores nominales de la tensión de entrada, corrientes de salida y temperaturas de funcionamiento.

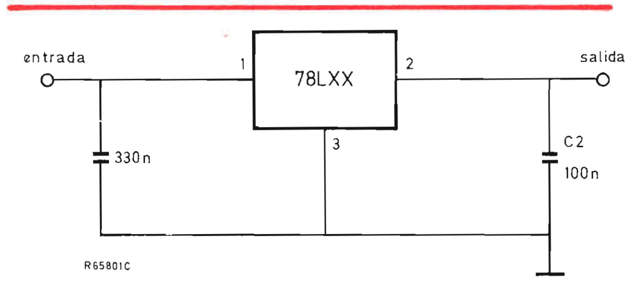


Figura 1. Regulador de tensión de tres terminales.

Todos los dispositivos que se describen en este artículo están protegidos contra cortocircuitos, tienen disparo térmico automático, resistores de desacoplo en el chip y referencias internas. En la figura 2 se muestra el circuito típico de un regulador de tres terminales.

Además de su normal aplicación de tensión fija, los reguladores de tensión de tres terminales se pueden emplear en los circuitos que se muestran en las figuras 3 a 11.

Evidentemente, el regulador de tensión de tres terminales es un componente electrónico muy versátil. No obstante, existen métodos más sencillos con los cuales el diseñador puede conseguir algunas de las funciones descritas en los anteriores ejemplos. Por ejemplo, el regulador de tensión que se muestra en la figura 8 se está desarrollando para obtener un dispositivo de un sólo chip, del cual se dan sus características en el próximo apartado. Asimismo, el regulador de tensión ajustable de la figura 11 está también en desarrollo para obtener un dispositivo de un solo chip.

Diseño del regulador de doble seguimiento

El diseño de un regulador de tensión de doble seguimiento se basa en la política de ofrecer al consumidor un dispositivo que cumpla sus necesidades, sin que tenga que pagar por unas propiedades que no precisa. El regulador de doble seguimiento debe ser un producto de gran rendimiento y muy versátil que tenga la posibilidad de que con un pequeño cambio en un sitio u otro se pueda aumentar la seguridad, lo que a todos los diseñadores les gusta obtener.

Figura 2. Esquema de un regulador de tensión fija de tres terminales de la serie 7800.

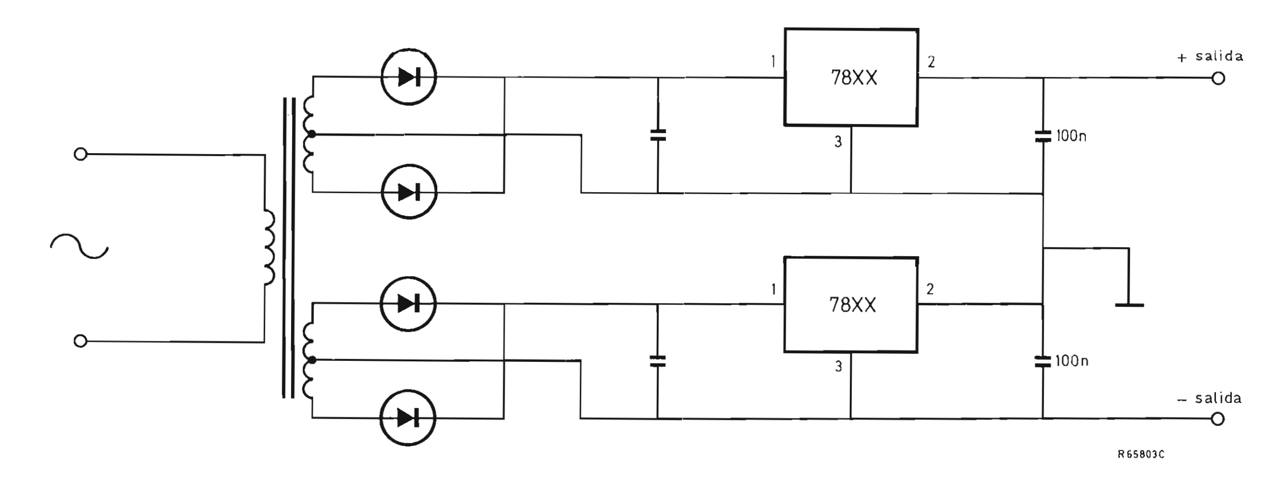


Figura 3. Regulador positivo y negativo combinados para alimentaciones dobles equilibradas.

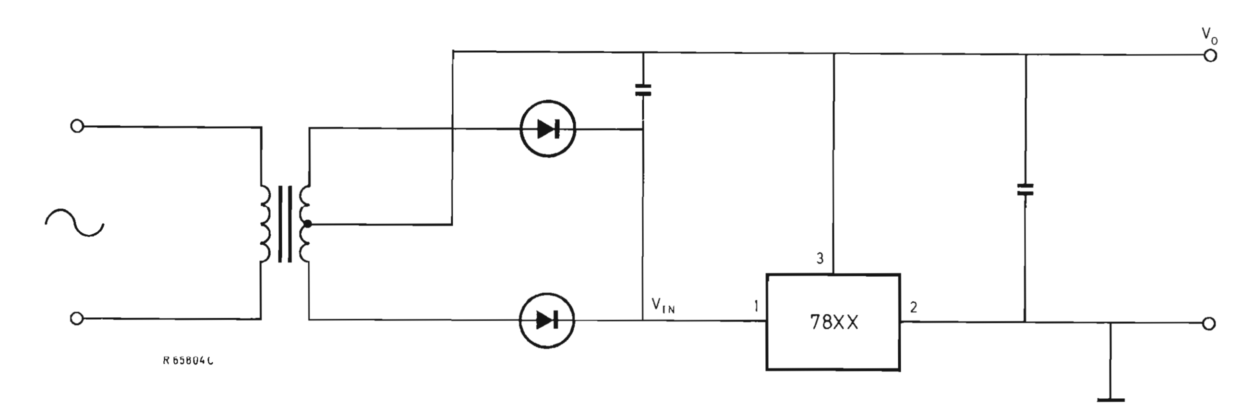


Figura 4. Circuito de tensión de salida negativa.

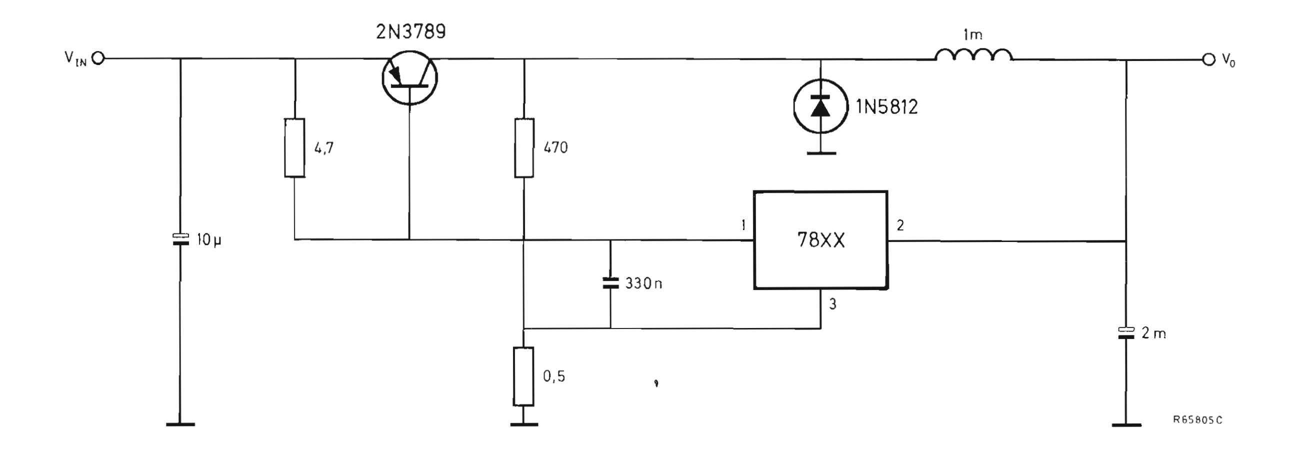


Figura 5. Regulador de conmutación.

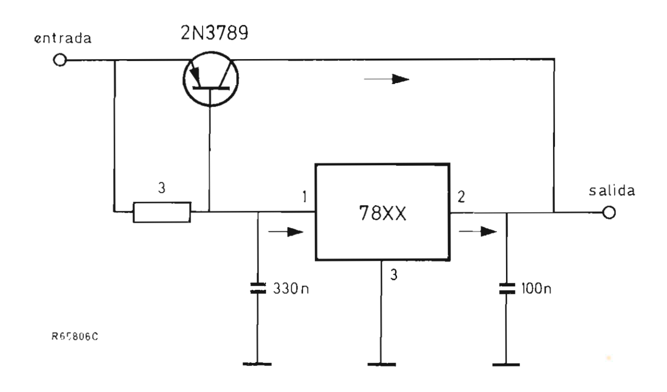


Figura 6. Regulador de tensión de elevada corriente.

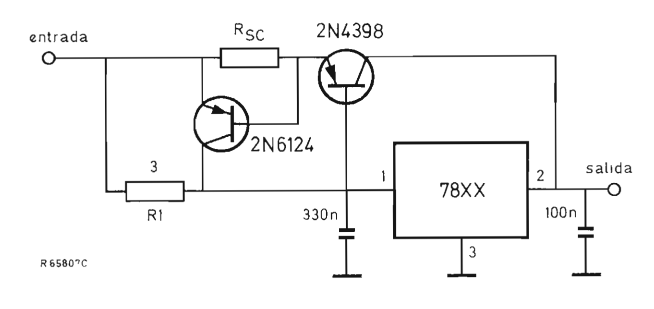


Figura 7. Elevada corriente de salida, protegida contra cortocircuitos.

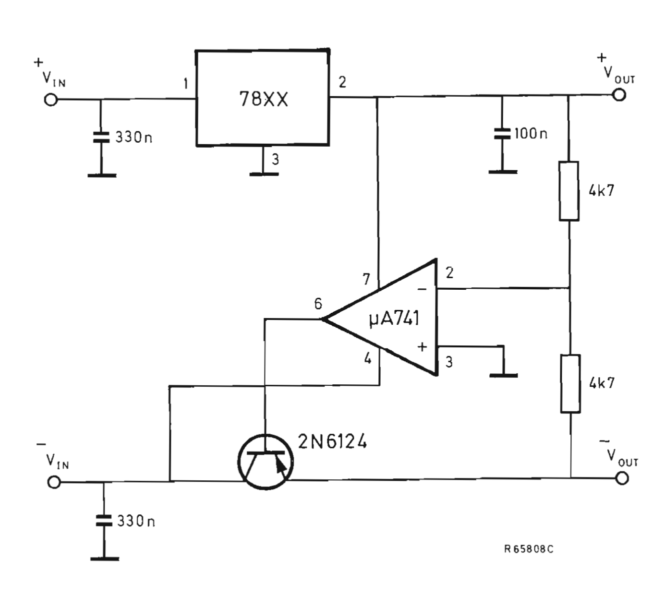


Figura 8. Regulador de tensión de seguimiento ±.

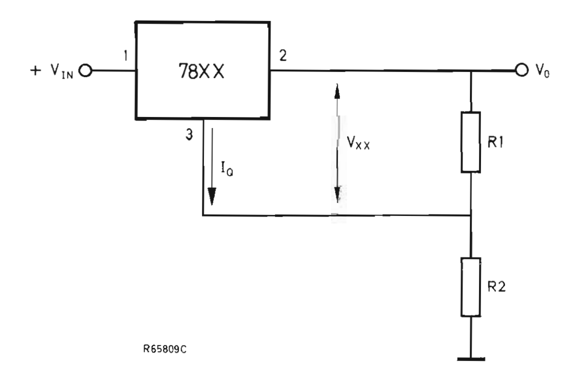


Figura 9. Circuito para aumentar la tensión de salida.

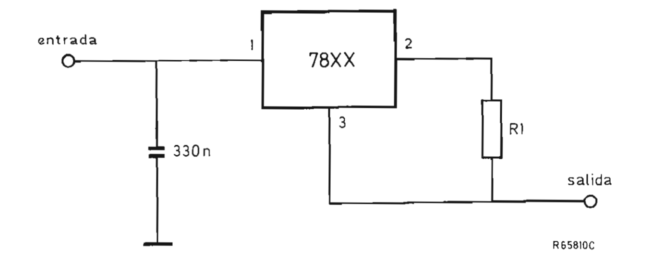


Figura 10. Regulador de corriente.

El dispositivo consta de un regulador zener de referencia negativa con un amplificador de seguidor inversor. Para compensar la temperatura se emplea una fuente controlada por zener y un diodo polarizado en sentido directo; la razón de este tipo de elección es su simplicidad.

Existen cuatro factores básicos que influyen en el cambio de la tensión de salida. Estos son:

- regulación de línea;
- regulación de carga;
- coeficiente de temperatura;
- ruidos.

Todos estos factores y la combinación de ellos tienen poca importancia en el nuevo regulador y por lo tanto se puede considerar una gran gama de aplicaciones:

- alimentaciones de amplificadores operacionales;
- alimentadores de amplificadores sensores;
- procesadores de señales analógicas;
- circuitos MOS-LSI;
- circuitos de comunicaciones.

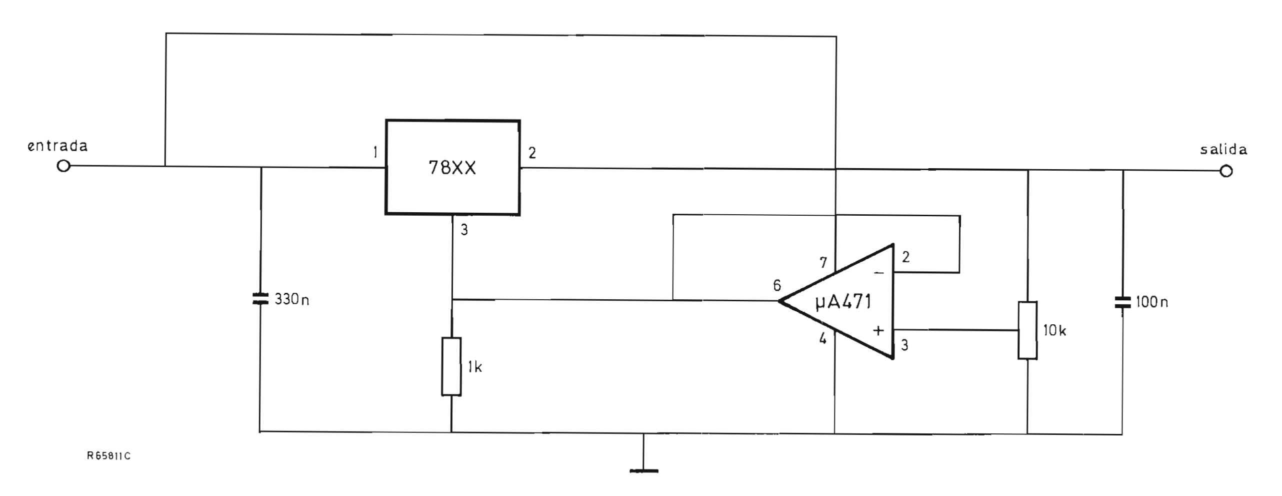


Figura 11. Regulador de salida ajustable, 7 a 30 V.

Ambos reguladores son amplificadores diferenciales seguidos de una etapa de ganancia más un Darlington con limitación de corriente. El regulador negativo es el complemento con la excepción de que la etapa de salida es de composición PNP.

Los divisores de tensión alrededor del zener fijan la tensión real en 5 V y permiten que las salidas positivas y negativas se puedan programar según se desee. Varios resistores, por medio de opciones de máscara, permiten

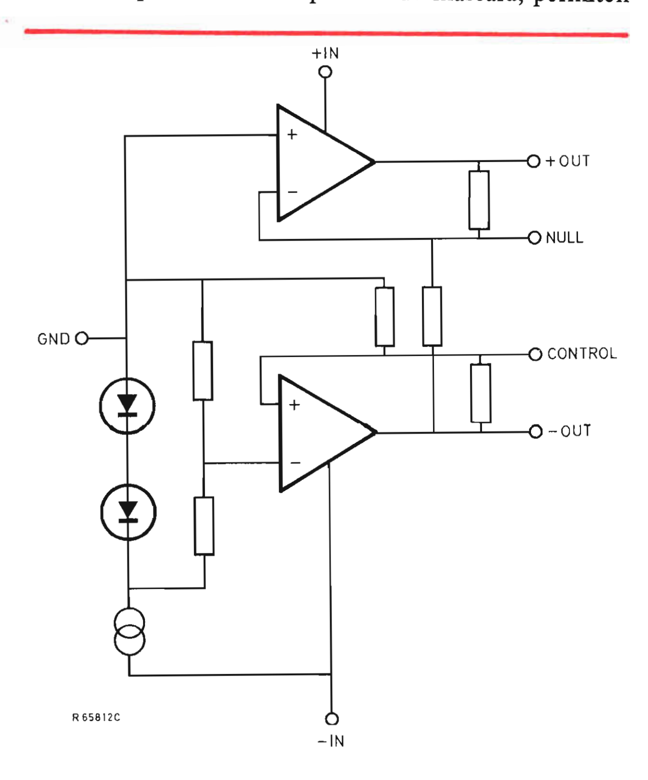


Figura 12. Diagrama de bloques de un regulador de tensión de doble seguimiento de la serie NE5550.

poder obtener tensiones de salida diferentes. Además, se pueden utilizar resistores externos en las salidas para obtener más selecciones de tensión y mayor exactitud. exactitud.

Diseño y cálculo del refrigerador

Hasta cierto nivel, la temperatura de unión de un semiconductor aumenta linealmente en función de la potencia disipada. La temperatura de unión T_j viene dada por:

$$T_j = T_{amb} + R_{th\ j\text{-}a} \times P_{tot},$$

donde T_{amb} es la temperatura ambiente, $R_{th\ j\text{-}a}$ es la resistencia térmica entre la unión y el aire circundante y P_{tot} es la potencia total disipada.

Para no exceder la máxima temperatura de unión, es preciso calcular la resistencia térmica entre la unión y el aire circundante. La ecuación anterior, se puede expresar de la siguiente forma:

$$R_{th\ j\text{-}a} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}}$$

La resistencia térmica total entre la unión y el aire ambiente pueden expresarse en el circuito equivalente de la figura 13.

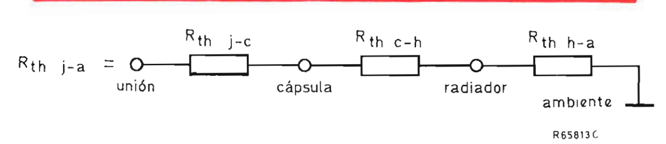


Figura 13. Circuito térmico del refrigerador de un regulador de tensión.

En la tabla 1 se dan los valores de la resistencia térmica para los encapsulados utilizados normalmente.

cápsula	$R_{th\ j\text{-}a}$	$R_{th\ j\text{-}c}$
TO-3	45°C/W	5,5°C/W
TO-39	185	25
TO-100	150	25
TO-116	150	65
TO-92	200	70
TO-220	65	5
U 1	80	11

Los valores de la resistencia térmica entre la cápsula y el refrigerador, $R_{th\ c\text{-}h}$, son aproximadamente los siguientes:

- Contacto directo TO-3 = 0,5 a 0,7°C/W; con grasa de silicona y arandela de mica = 0,4 a 0,6°C/W.
- Contacto directo TO-220 = 1,0 a 1,3°C/W; con grasa de silicona y arandela de mica = 0,8 a 1,1°C/W.

Los datos del refrigerador se pueden calcular de la siguiente forma:

$$R_{th\ h\text{-}a} = R_{th\ j\text{-}a} - (R_{th\ j\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}h}).$$

Existen numerosos nomogramas para que el diseñador pueda calcular el refrigerador que tenga el valor deseado de $R_{th\ h\text{-}a}$.

Elección del regulador de tensión

Para poder elegir el regulador apropiado para una aplicación determinada es necesario conocer la tensión de salida deseada, la máxima corriente de salida, la tensión de entrada sin regulador y la temperatura ambiente. Conociendo estos cuatro factores, se puede realizar una selección inicial en las hojas de características. No obstante, para asegurarse de que se ha hecho una buena elección, se tiene que comprobar que el regulador pueda soportar un poco de corriente de carga mayor que I_{out} para que el circuito de aplicación no exceda la capacidad de disipación de potencia del regulador. La corriente de pico está limitada por el circuito interno del regulador. La máxima disipación de potencia se puede calcular con $(V_{in\,mín} - V_{out\,máx}) I_{out\,máx}$.

Este valor se puede comprobar con las curvas de disipación de potencia de las hojas de características. Si es necesario que funcione un regulador de baja potencia a una disipación de potencia mayor que la especificada, entonces se puede hacer uso de un divisor de potencia.

Divisor de potencia

Cuando se tenga que utilizar un regulador 78L00 con una gran tensión diferencial de entrada-salida, se puede ampliar el margen de la corriente de salida añadiendo un resistor en serie R_1, con lo que la potencia total de disipación se dividirá entre R_1 y el regulador.

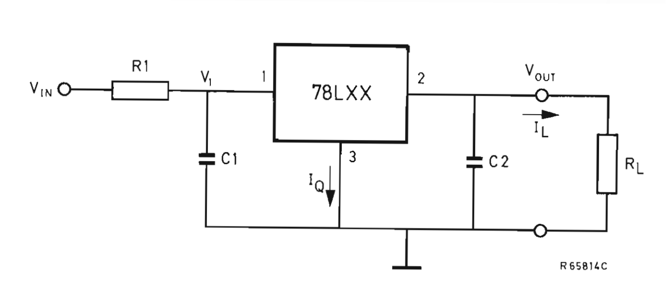


Figura 14.

La resistencia R_1 se puede calcular de la siguiente manera:

$$R_1 = \frac{V_{in(mín)} - V_{out} - 2{,}0\ \text{V}}{I_{l(máx)} + I_q}$$

donde I_q es la corriente de reposo del regulador.

La disipación de potencia del regulador con una tensión máxima de entrada y una corriente máxima de carga es:

$$P_{tot(máx)} = (V_1 - V_{out}) I_{l(máx)} + V_1 I_q$$

donde

$$V_1 = V_{in(máx)} - (I_{l(máx)} + I_q) R_1 .$$

La presencia de R_1 afectará a la regulación de carga de acuerdo con la ecuación:

$$\frac{\text{regulación de carga}}{(\text{con } V_{in} \text{ constante})} = \frac{\text{regulación de carga}}{(\text{con } V_1 \text{ constante})} + $$
$$+ \ (\text{regulación de línea, mV por V}) \times (R_1) \times (I_l).$$

Como ejemplo consideremos un regulador de 15 V con una tensión de alimentación de 30 ± 5 V, que se precisa para alimentar una corriente de carga máxima de 30 mA. I_q es 4,3 mA y la mínima corriente de carga 10 mA.

$$R_1 = \frac{25 - 15 - 2}{30 + 4{,}3} = \frac{8}{34{,}3} \cong 240\ \Omega$$

$$V_1 = 35 - (30 + 4{,}3) \times 24 = 35 - 8{,}2 = 26{,}8\ \text{V}$$

$$P_{tot(máx)} = (26{,}8 - 15) \times 30 + 26{,}8 \times (4{,}3) = 354 + 115$$

= 470 mW, que permitirá un funcionamiento hasta 70°C en la mayoría de los casos.

La regulación de línea de este circuito es típicamente 110 mV con un margen de entrada de 25 – 35 V y con una corriente de carga constante de 11 mV/V.

Regulación de carga = regulación de carga con V_1 constante (típicamente 10 mV, 10 – 30 mA I_l) + (11 mV/V) × 0,24 × 20 mA (típicamente 53 mV) = 63 mV para un cambio en la corriente de carga de 20 mA y con una V_{in} constante igual a 30 V.

Consideraciones térmicas

El encapsulado de plástico moldeado TO-92 puede disipar una gran potencia debido al especial diseño del armazón. No obstante, sus capacidades térmicas están generalmente menospreciadas debido a la falta de conocimiento de las pistas térmicas entre la unión del semiconductor y la temperatura ambiente. Aunque la resistencia térmica se especifica normalmente con el regulador situado a 1 cm sobre un refrigerador infinito, muy poco se ha comentado sobre las posibilidades que se tiene para mejorar las capacidades térmicas que están indicadas.

Con una explicación de las pistas térmicas del TO-92 y una comparación del circuito térmico equivalente del encapsulado metálico TO-39 con el del TO-92, el diseñador podrá determinar la tensión térmica que tiene cualquier aplicación que se desee utilizar.

Modelo térmico de cápsula metálica

En la cápsula TO-39, en la que la unión está directamente en contacto con la base del encapsulado metálico, el circuito térmico equivalente se representa a menudo como una conexión en serie de la resistencia térmica entre la unión y la cápsula, $R_{th\ j\text{-}c}$, y la resistencia térmica entre la cápsula y el ambiente, $R_{th\ c\text{-}a}$, como se muestra en la figura 15.

En este modelo, la fuente de corriente representa la fuente de energía térmica; T_j es la temperatura de la unión, suponiendo que la temperatura sea constante en toda la superficie de la unión; $R_{th\ j\text{-}c}$ es la resistencia térmica entre la unión y la cápsula, medida en un punto de la cápsula situado directamente debajo de la unión; $R_{th\ c\text{-}a}$ es la resistencia térmica entre la cápsula y el refrigerador y la temperatura ambiente, que está representada por la batería. La circulación del calor es análoga a la de la corriente eléctrica y la temperatura a la de la tensión. La resistencia térmica total entre la unión y el ambiente es pues:

$$R_{th\ j\text{-}a} = R_{th\ j\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}a}$$

La máxima disipación de potencia es una función de la máxima temperatura posible de unión (que depende de los materiales del encapsulado y de su construcción) y la resistencia térmica total entre la unión y la temperatura ambiente. La temperatura de unión se considera como factor de limitación.

Así pues, la máxima disipación de potencia es:

$$P_{tot} = \frac{T_{j(máx)} - T_a}{R_{th\ j\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}a}}$$

Puesto que

$$R_{th\ j\text{-}a} = R_{th\ j\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}a}$$

entonces

$$R_{th\ j\text{-}a} = \frac{T_{j(máx)} - T_a}{P_{tot}}$$

o

$$R_{th\ j\text{-}a}\, P_{tot} = T_j - T_a$$

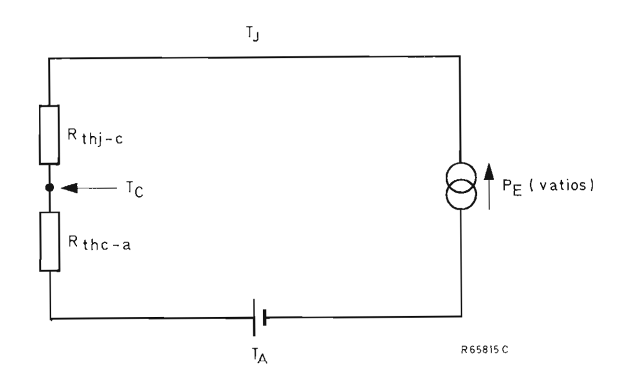


Figura 15. Circuito térmico equivalente del encapsulado TO-39 (semiconductor unido a la base de la cápsula metálica)

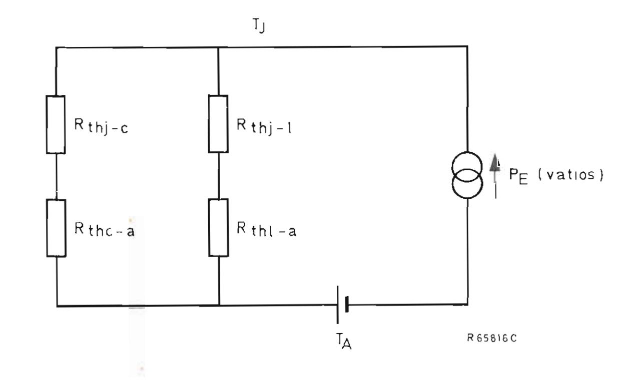


Figura 16. Circuito térmico equivalente de la cápsula TO92.

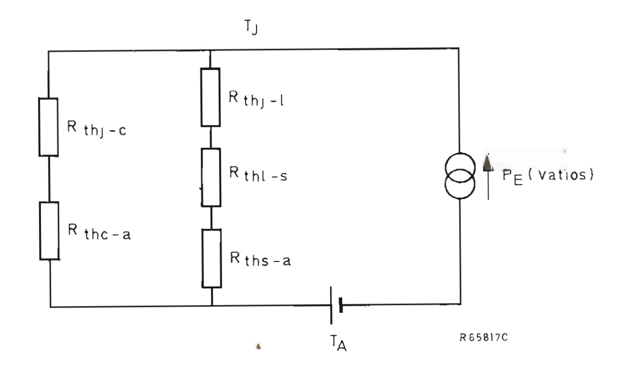


Figura 17. Circuito térmico equivalente del TO-92 (con terminales que no están a temperatura ambiente).

$$P_{tot} = \frac{T_j - T_a}{R_{th\ j\text{-}a}} \tag{2}$$

Por lo tanto, empleando el método V_{be} de detectar la temperatura de unión, y acoplando un termopar a la cápsula en un lugar específico, se pueden determinar los valores relativos de $R_{th\ j\text{-}c}$ y $R_{th\ c\text{-}a}$.

Los valores térmicos del encapsulado metálico se determinan normalmente con la cápsula unida a un refrigerador infinito y con temperatura ambiente en reposo. Esto hace que $R_{th\ c\text{-}a}$ pase a cero, con lo que $R_{th\ j\text{-}c}$ equivale al total de $R_{th\ j\text{-}a}$. El refrigerador infinito es una condición que no se puede obtener en la práctica, pero sirve para realizar el estudio del proyecto.

Encapsulado TO-92

Las pistas térmicas del encapsulado TO-92 son considerablemente más complejas que las del encapsulado metálico TO-39. Además de la pista entre el material moldeado y la temperatura ambiente, hay otra pista entre los terminales y la pista de la cápsula y la temperatura ambiente, como se muestra en la figura 16.

La resistencia térmica total es pues:

$$R_{th\ j\text{-}a} = \frac{(R_{th\ j\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}a})\,(R_{th\ j\text{-}l} + R_{th\ l\text{-}a})}{R_{th\ j\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}a} + R_{th\ j\text{-}l} + R_{th\ l\text{-}a}} \tag{3}$$

donde:

$R_{th\ j\text{-}c}$ = resistencia térmica de la cápsula entre la unión del regulador y un punto de la cápsula situado encima de la unión.

$R_{th\ c\text{-}a}$ = resistencia térmica entre la cápsula y el aire a temperatura ambiente.

$R_{th\ j\text{-}l}$ = resistencia térmica desde la unión del transistor a través del terminal del colector hasta 1,5 mm debajo de la cápsula del regulador.

$R_{th\ l\text{-}a}$ = resistencia térmica total entre los terminales colector-base-emisor y la temperatura ambiente.

Como se puede ver en la figura 15, la cápsula metálica generalmente no tiene una pista de refrigeración debido a la elevada resistencia térmica resultante de la construcción del soporte, cápsula y terminales. Normalmente este material es Kovar. Ahora, $R_{th\ j\text{-}c}$ y $R_{th\ j\text{-}l}$ están comprendidos dentro del encapsulado y el consumidor no los puede variar. No obstante, $R_{th\ c\text{-}a}$ y $R_{th\ l\text{-}a}$ quedan fuera del encapsulado y se pueden combinar de forma eficaz para controlar la resistencia térmica total y, por lo tanto, la temperatura de unión.

Sustituyendo $R_{th\ j\text{-}a}$ de la ecuación (1) por $R_{th\ j\text{-}a}$ de la ecuación (3), se tiene:

$$R_{th\ j\text{-}a} = \frac{(R_{th\ j\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}a})\,(R_{th\ j\text{-}l} + R_{th\ l\text{-}a})}{R_{th\ h\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}a} + R_{th\ j\text{-}l} + R_{th\ l\text{-}a}} = \frac{T_j - T_a}{P_{tot}} \tag{4}$$

La máxima T_j posible en la ecuación (4) es 150°C. La máxima disipación de potencia viene determinada por la resistencia térmica total neta $R_{th\ j\text{-}a}$, las redes equivalentes en paralelo de la pista en serie de la cápsula y las pistas en serie de los terminales dividido entre la diferencia entre la máxima temperatura de unión, 150°C y la temperatura ambiente, generalmente considerada como 25°C. En los tipos 78LXX, la disipación máxima con terminales de 10 mm es:

$$P_{tot} = \frac{150 - 25}{R_{th\ h\text{-}a}}, \quad R_{th\ h\text{-}a} = 180°\text{C/W}$$

$$P_{tot} = 0{,}7\ \text{W}.$$

Si la longitud de los terminales se reduce a 3,175 mm, $R_{th\ j\text{-}a}$ será igual a 160°C y $P_{tot(máx)} = 0{,}78$ W.

Métodos de refrigeración

Disponiendo de dos resistencias térmicas exteriores en cada extremo de una red paralela, el diseñador puede elegir el método de refrigeración más adecuado a cada caso particular. Para demostrarlo, consideremos el efecto que produce colocar un pequeño refrigerador tipo bandera de 72°C/W en la cápsula moldeada del 78LXX. El refrigerador sustituye eficazmente a la $R_{th\ c\text{-}a}$ (fig. 16) y la nueva resistencia térmica es:

$R_{th\ j\text{-}a}$ = 145°C (considerando una longitud del terminal de 3,175 mm)

La variación neta resultante de 15°C/W aumenta la disipación de potencia permisible a 0,86 W. Se puede conseguir una reducción de $R_{th\ j\text{-}a}$ empleando un refrigerador de 46°C/W. Por tanto, si con la refrigeración de la cápsula no se consigue una reducción suficiente del valor total de $R_{th\ j\text{-}a}$, la otra resistencia térmica exterior $R_{th\ l\text{-}a}$ se puede reducir acortando la longitud de los terminales desde la base del encapsulado a la placa de montaje. No obstante, hay que tener en cuenta un factor. La pista térmica del terminal comprende una resistencia térmica, $R_{th\ s\text{-}a}$, desde los terminales en su lugar de montaje al ambiente, es decir el elemento de montaje, $R_{th\ l\text{-}a}$ es igual a $R_{th\ l\text{-}s} + R_{th\ s\text{-}a}$. En la figura 17 se muestra el nuevo modelo.

Cuando se emplea un zócalo, $R_{th\ s\text{-}a}$ puede alcanzar 270°C/W, lo que produce un aumento notable de $R_{th\ j\text{-}a}$ y como consecuencia una reducción de la máxima capa-

cidad de disipación. Acortando la longitud del terminal se puede recobrar el valor original neto de $R_{th\ j\text{-}a}$, pero no se podría realizar la refrigeración del terminal. En los casos en que el regulador está insertado en una placa de circuito impreso con capa de cobre, conviene que en los puntos de entrada de los terminales existe una máxima superficie de cobre. Aunque sería preciso definir de forma rigurosa el efecto del cobre de la placa de circuito impreso, las variables que intervienen son demasiado numerosas.

La mejor analogía que se puede dar al cobre de la placa de circuito impreso es compararlo con resistores en paralelo. Por debajo de un valor determinado, los resistores que se añaden no tienen una eficacia efectiva, asimismo por debajo de un valor determinado, la superficie de cobre adicional no tiene ninguna efectividad.

Proceso especial

Uno de los grandes avances conseguidos es el proceso de alta tensión. Este proceso permite obtener altas tensiones de ruptura (la familia 78HVXX tiene una tensión de ruptura de 60 V) sin ninguna dificultad. Empleando un proceso especial de oxidación solapado, se obtienen unos componentes que tienen la máxima fiabilidad posible, protección térmica y compensación del área de seguridad, con lo que son virtualmente indestructibles.

CONTROL DE TEMPERATURA TRIFASICO BITENSION CON TCA280A

En este artículo se describe un control de temperatura proporcional en tiempo para cargas resistivas trifásicas conectadas en estrella o en triángulo, siguiendo la técnica de disparo por el cruce por cero de la tensión.

Introducción

El control de temperátura proporcional en tiempo con disparo por el cruce por cero de la tensión, representa la mejor opción con cargas resistivas, por el hecho de que no produce interferencias de radiofrecuencia. Es ampliamente utilizado en controles de temperatura monofásicos tanto domésticos como industriales.

Cuando la potencia en juego es superior a 2 kW, normalmente es necesario utilizar una configuración trifásica. Por otra parte, existen en la actualidad en España redes de distribución con dos tensiones diferentes de 127/220 V y de 220/380 V. Gran parte de los aparatos eléctricos industriales trifásicos están preparados para una tensión de 220 V, conectándose en triángulo o en estrella según la tensión de la red disponible.

En este artículo se describe un equipo de control de la temperatura de aparatos trifásicos resistivos preparados para 220 V en los que se efectúa la conexión tal como se ha citado en el párrafo anterior. Está destinado especialmente a pequeños hornos industriales y hoteleros así como freidoras, y grandes calentadores de agua.

Descripción

El equipo está formado por tres circuitos integrados TCA280A, uno de los cuales efectúa el control de temperatura propiamente dicho en una de las ramas de la carga y los otros dos mandados por el anterior accionan las otras dos ramas de la carga. El primer circuito es el que está provisto de un sensor de temperatura con resistor NTC y proporciona la base de tiempo necesaria para el control proporcional. Los otros dos actúan de repetidores del primero como simples conmutadores "todo o nada", aunque cada uno dispara el triac correspondiente a cada rama de la carga con la fase correcta para que coincida con el cruce por cero de la tensión. Se utiliza el neutro de la red para la alimentación y sincronismo de los tres circuitos integrados que siempre se alimentan en estrella (fig. 1 y fig. 2). Esto es necesario porque los tres circuitos integrados están interconectados (fig. 3).

En lo que al disparo de los triacs se refiere, puede hacerse directamente si el montaje fuera siempre en estrella (fig. 2) pero como lo que se desea es que el circuito sirva para conexión en estrella y en triángulo, se utilizan tres transformadores de impulsos para el cebado de los triacs. El cebado se efectúa por impulsos negativos debidos a la inversión que se establece en dichos transformadores. Se introduce en serie con el circuito de puerta un diodo con el fin de evitar que pueda circular por el circuito de puerta parte de la corriente principal, circunstancia que puede conducir a unos disparos no deseados.

El sincronismo para la obtención de los impulsos de cebado de cruce por cero, se obtiene entre fase y neutro para cebar la carga conectada a la misma fase cuando se

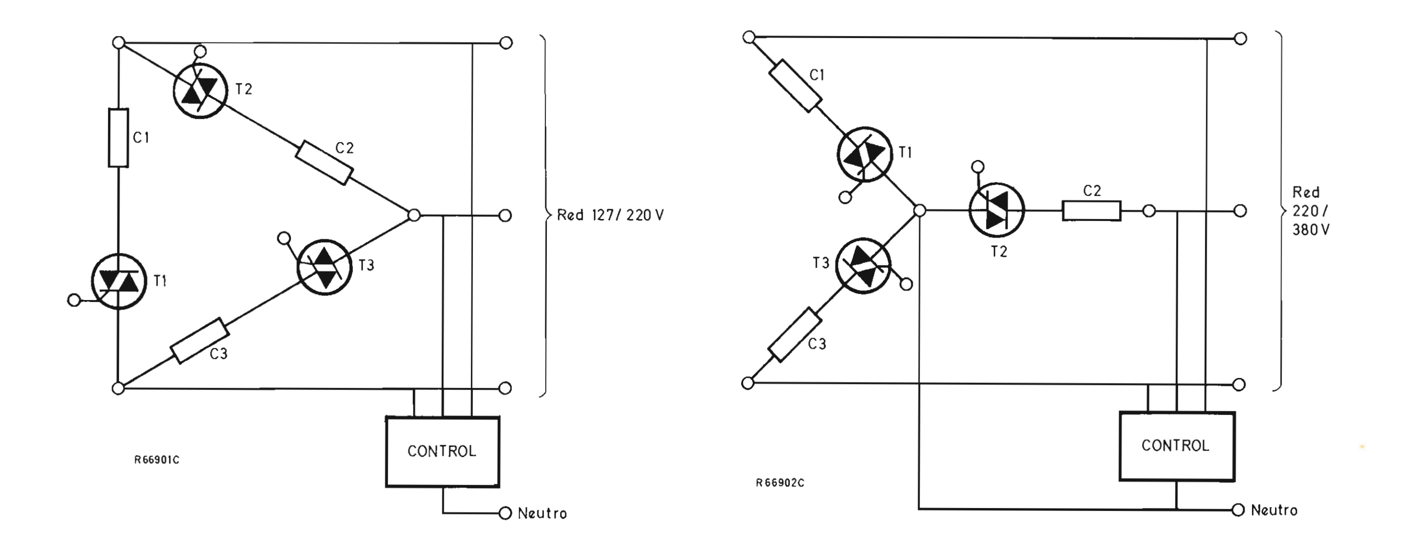


Figura 1. Carga resistiva conectada en triángulo para red de 127/220 V, y circuito de control en estrella.

Figura 2. Carga resistiva conectada en estrella para red de 220/380 V y circuito de control en estrella.

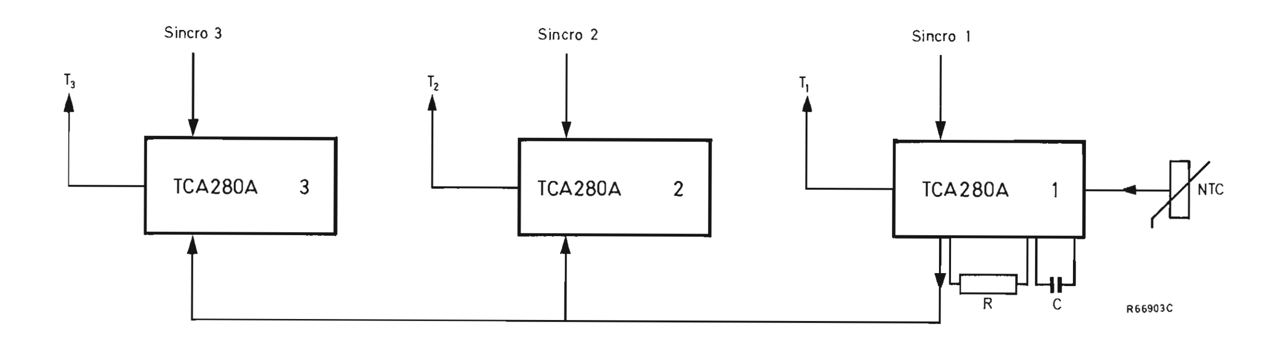


Figura 3. Interconexión de los circuitos de control.

utiliza la conexión en estrella para red de 220/380 V. Para la conexión en triángulo con la red de 127/220 V, el sincronismo se obtiene combinando una porción de la segunda fase de las que intervienen en la carga con una parte de la fase que no interviene en la carga, ambas con respecto al neutro. En la figura 4 se representa gráficamente tal conexión.

Como los circuitos integrados de control se alimentan de las tres fases en estrella y la tensión positiva continua obtenida es común a todos ellos, se utiliza un único condensador de filtrado. Además, como la alimentación será de 220 ó de 127 V según la conexión de la carga, la resistencia de absorción de la red deberá ser diferente según la conexión. Tanto la conmutación de la alimentación como la de sincronismo de los circuitos de control puede efectuarse por medio de un único conmutador de dos posiciones y 6 circuitos. Véase la fig. 8.

Por lo que respecta a la carga, para efectuar el cambio de conexión estrella o triángulo según la tensión de red, puede utilizarse el mismo sistema de conexión que se utiliza en los motores trifásicos ampliada en un borne para la conexión del neutro (fig. 5).

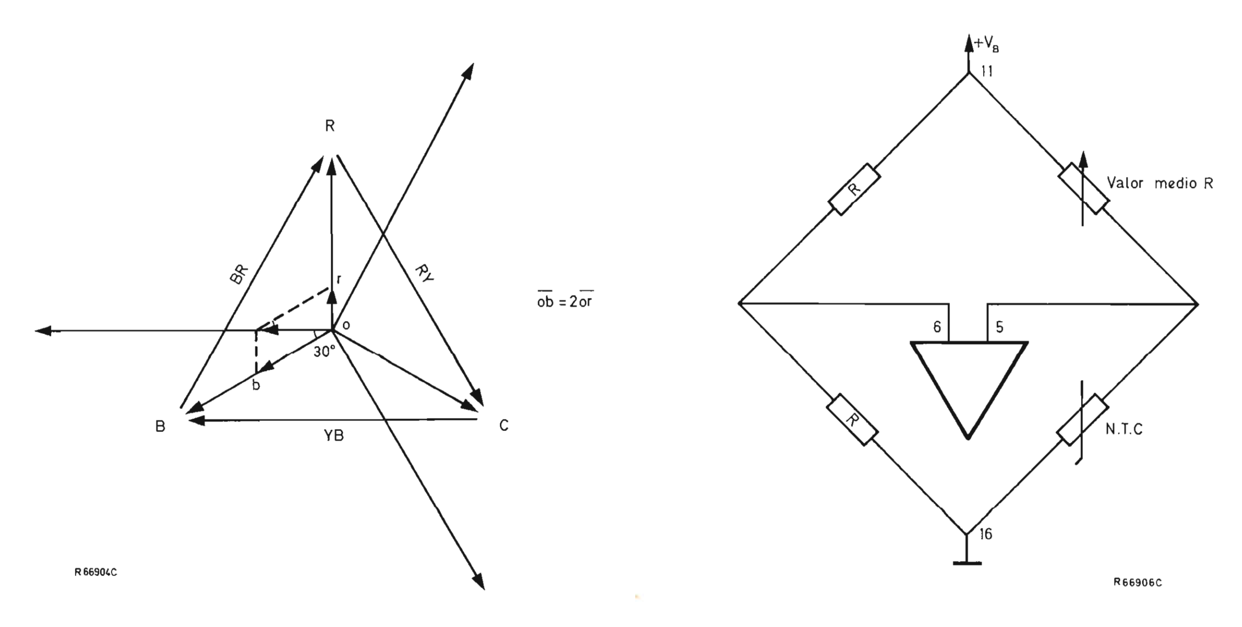


Figura 4. Diagrama de fases de cargas y sincronización.

Figura 6. Circuito puente sensor de temperatura entre −10 y 110°C.

Figura 5. Conexionado a la red según la tensión.

Figura 7. Características resistencia-temperatura de la familia de resistores NTC código 2322 642 2.....

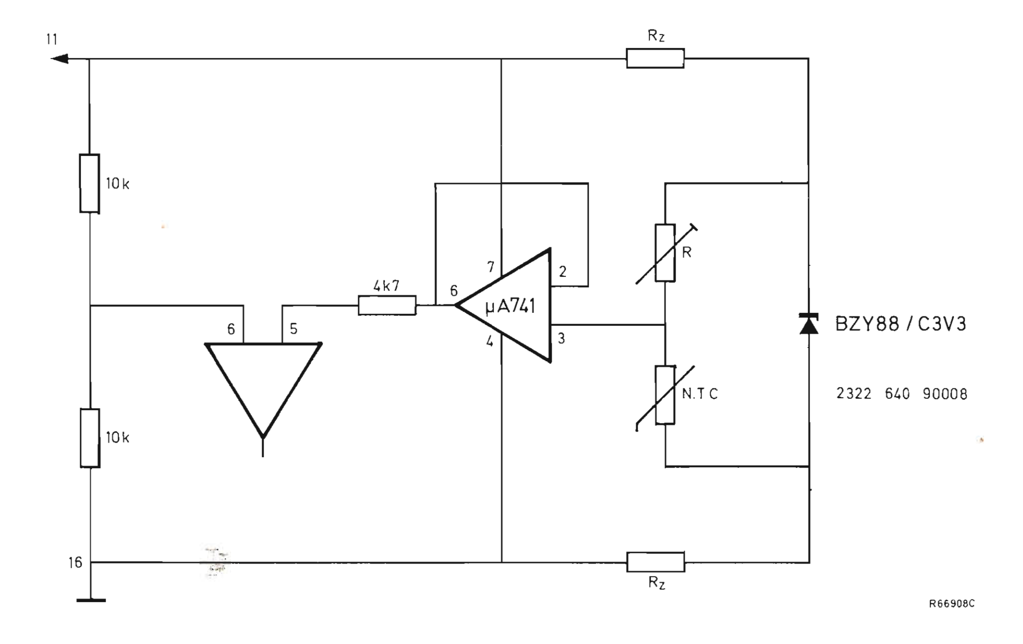


Figura 8. Circuito sensor de temperatura adecuado para temperaturas de 100 a 300°C.

Circuito sensor de la temperatura

El circuito sensor de temperatura comprende un resistor NTC en un circuito puente alimentado a la tensión estabilizada interna del circuito integrado y cuya diagonal ataca las entradas del amplificador de diferencia (fig. 6). El circuito se dimensiona de tal manera que a la temperatura deseada los cuatro resistores tengan el mismo valor.

Como el circuito se alimenta directamente de la red es conveniente, para reducir el consumo total, que el puente consuma el mínimo posible. Un valor normal para R tratándose de un circuito trifásico es el de 10 K. No obstante, con dicho valor y los resistores NTC código 2322 644 2...., cuyas gráficas resistencia-temperatura aparecen en la figura 7, la temperatura máxima que se puede controlar es de 110°. Si se desea llegar a 150°, máxima temperatura a la que pueden trabajar este tipo de resistores NTC, existe el peligro de que la disipación propia del resistor NTC produzca errores en el control de temperatura. Por tanto, en el margen de 110 a 300° es conveniente utilizar la variante del circuito sensor de temperatura que aparece en la figura 8, que utiliza el resistor NTC código 2322 640 90008 cuyas características aparecen en la figura 9.

En este caso se ha introducido un circuito seguidor en el puente sensor con el amplificador operacional μA741 que se alimenta de la misma tensión estabilizada producida por el TCA280A.

Además, se ha dispuesto de una alimentación centrada con respecto a la mitad de la de alimentación de 3,3 V obtenida con un diodo Zener con el fin de que la disipación en la NTC sea reducida aún a las temperaturas altas a las que su resistencia es baja. Todo este circuito carga las fuentes de alimentación de los TCA280A. Por ello se recomienda utilizar los siguientes valores de resistencia:

Margen de temperatura °C	R_2	R_d
100 – 200	1.500	15 K
200 – 300	820	12 K

La resistencia R debe mantenerse igual a la del resistor NTC para la temperatura deseada.

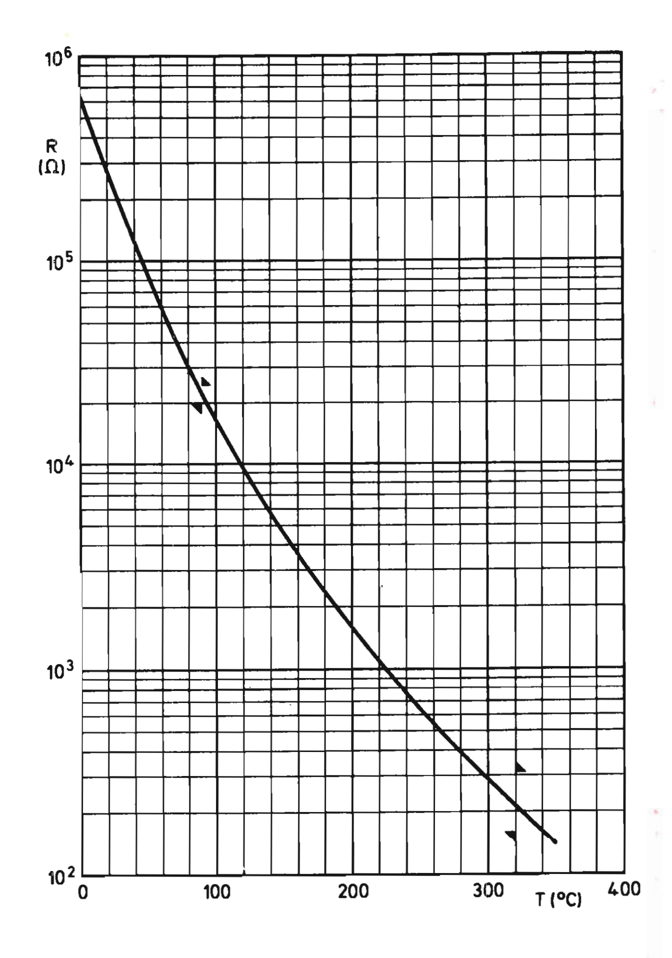


Figura 9. Característica resistencia-temperatura del resistor NTC código 2322 640 90008.

Potencia de carga

La potencia de carga que puede manejar el dispositivo depende de la corriente que puede manejar el triac. Con el BT139, la corriente máxima es de 10 A, lo que corresponde a una potencia máxima de 6,6 kW.

El TCA280A permite cebar triacs cuya corriente de puerta máxima sea de 200 mA dimensionado el resistor R_g a un valor mínimo de 22 Ω. En este caso, debido al mayor consumo las resistencias de absorción de red Ra deberán reducirse al valor adecuado.

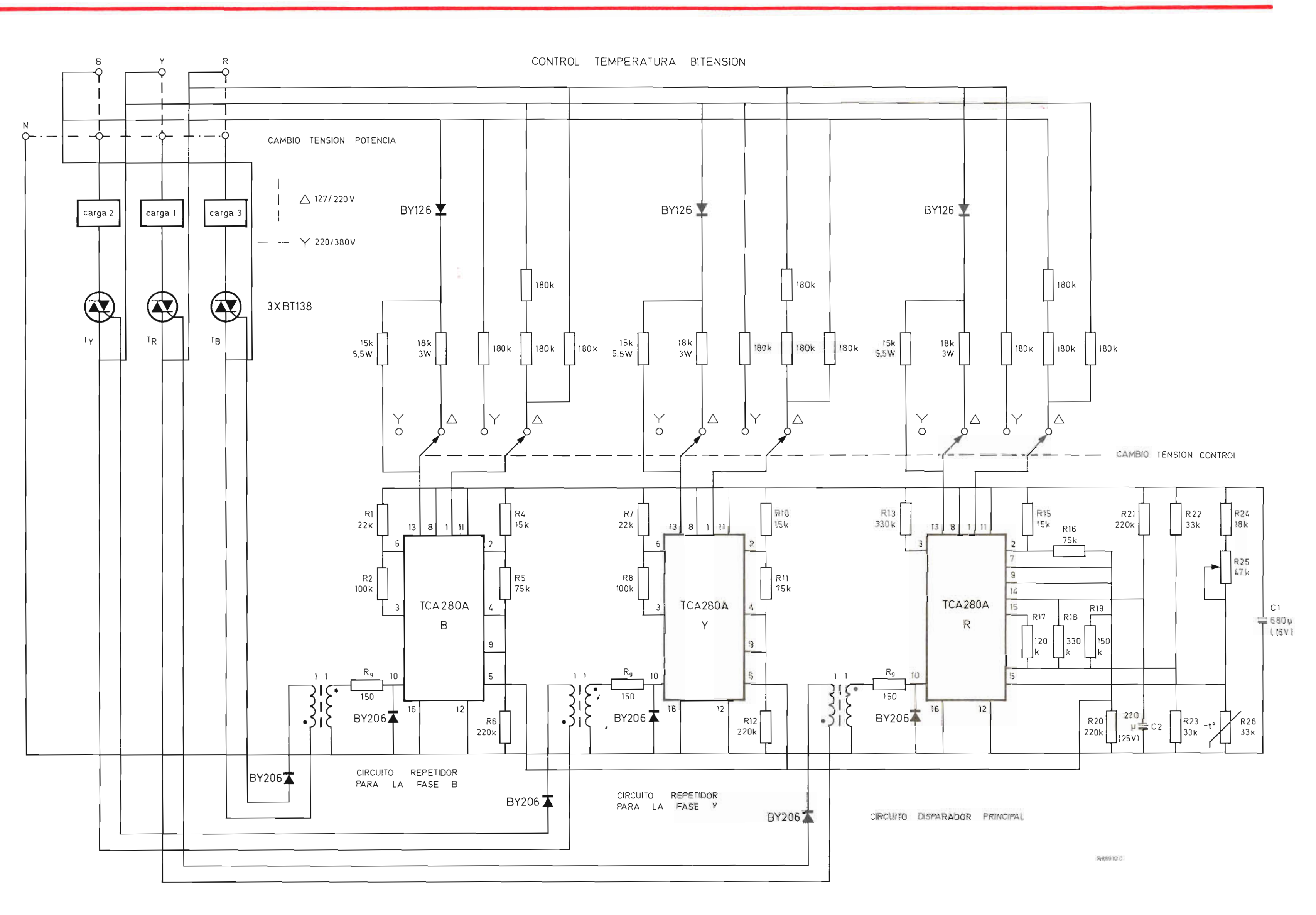


Figura 10. Esquema del circuito de control de temperatura bitensión.

Bibliografía



JUAN BERMUDEZ

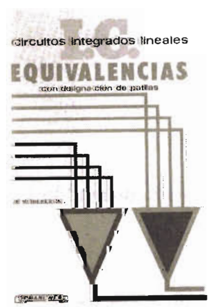
NUEVA GENERACION DE INSTRUMENTOS ELECTRONICOS
Premio "Mundo Electrónico"
Marcombo Boixareu Editores. Avda. José Antonio 594. Barcelona 7
Un volumen de 262 páginas (24 x 17 cm). 1977.

He aquí un interesante libro que responde a "la necesidad imperante de una mayor colaboración técnico-músico para abordar la música electrónica con resultados altamente elaborados", como afirma el autor en el prólogo del mismo.

El técnico de sonido desempeña un papel muy importante en el ámbito musical moderno, no sólo como responsable de la impecabilidad de toda mezcla y/o amplificación tanto en directo como en grabaciones, sino que incluso "debe ser como un músico más en un grupo" tomando parte activa en la producción electrónica del sonido.

Para dar una mayor idea sobre el contenido del libro, ofrecemos a continuación los títulos de los ocho capítulos de que consta:

1. Evolución tecnológica de los métodos de generación de sonido.
2. Física del sonido.
3. Producción electrónica del sonido.
4. Sintetizador de sonidos.
5. Construcción de unidades modulares para música electrónica.
6. Equipos comerciales.
7. Instrumentos de procesado y controladores.
8. Programación del sintetizador.



DE MUIDERKRING

CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES. EQUIVALENCIAS
CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES. EQUIVALENCIAS
Paraninfo. Magallanes 25. Madrid 15.

Estos libros constituyen una tabla de equivalencias de circuitos integrados en los que se ha recopilado todos los tipos e indicado sus equivalencias totales o más próximas en cuanto a posible sustitución.

Para cada tipo se indica la cápsula y conexionado, las funciones que realiza, el fabricante y los tipos equivalentes o similares de fabricantes europeos y americanos.

En la última parte se reproducen los esquemas de conexión de las patillas de las cápsulas correspondientes a los tipos mencionados en la primera columna de las tablas.

Es evidente que estos libros serán de utilidad para cuantos utilizan circuitos integrados en sus montajes y deban buscar equivalencias entre unos tipos y otros.

E. R. LAITHWAITE

MAQUINAS DE INDUCCION ESPECIALES
Editorial Labor S.A. Calabria 235-239. Barcelona 15
Un volumen de 372 páginas (23 x 16 cm). 1976.

La presente obra trata de los motores eléctricos aparecidos en los últimos años y que, en ciertos aspectos como la tracción eléctrica, constituyen una verdadera revolución técnica. Están en todos los campos llamados a prevalecer sobre las máquinas eléctricas convencionales.

Se trata de un libro de elevado nivel en su temática y exposición, dirigido a los técnicos y especialistas de la nueva tecnología, que reune información todavía esparcida en revistas, memorias de congresos y reuniones de ingeniería.

Indice resumido: Introducción. Circuitos equivalentes y criterios de calidad. Efectos del acortamiento del estator. Efectos del acortamiento del rotor. Motores de flujo axial. Motores lineales para aplicaciones a alta velocidad. Motores lineales estacionarios y para bajas velocidades. Motores autooscilantes. Levitación por inducción. El motor de inducción lineal como acelerador. Aplicaciones de los motores lineales para velocidades medias. Motores de velocidad variable sin escobillas. Servomotores bifásicos y tacómetro de corriente alterna. Conclusiones.

J. PALACIOS BREGEL

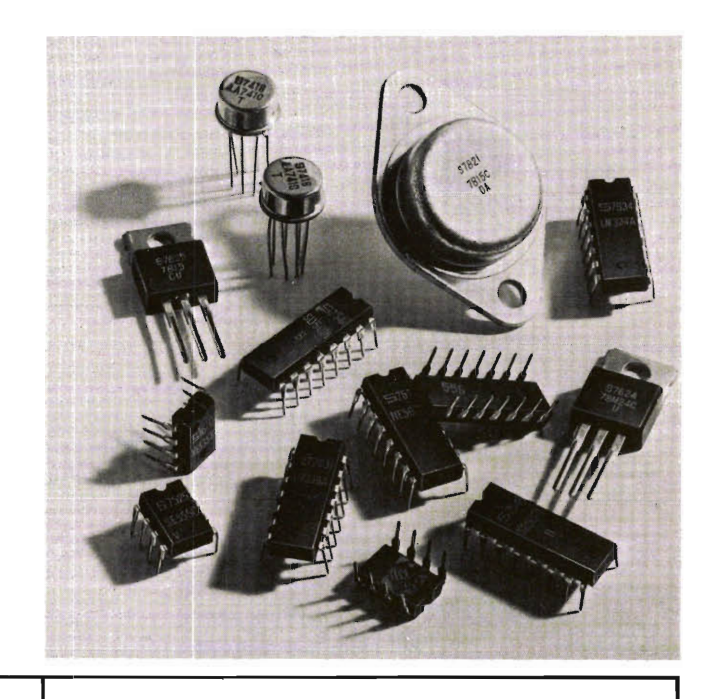


PRACTICAS DE LABORATORIO DE MAQUINAS ELECTRICAS
Paraninfo. Magallanes 25. Madrid 15
Un volumen de 322 páginas (21,5 x 15,5 cm). 1977.

Este libro está dedicado a la formación práctica de estudiantes de ingeniería. Para dar una idea completa de su contenido, copiamos a continuación el título de las prácticas descritas.

1. Descripción del laboratorio de máquinas eléctricas.
2. Arranque de un motor trifásico y de un motor de corriente continua.
3. Distribución de la fuerza electromotriz en el devanado de una dínamo.
4. Curvas características de una dínamo.
5. Curva característica de vacío de una dínamo derivación.
6. Curva característica exterior de una dínamo.
7. Curva característica de regulación de una dínamo derivación.
8. Dínamo-freno.
9. Par y fuerza contraelectromotriz de un motor de corriente continua.
10. Estudio de la velocidad en los motores de corriente continua.
11. Funcionamiento de un motor de corriente continua.
12. Acoplamiento en paralelo de dínamos derivación.
13. Ensayo de un transformador de potencia.
14. Ensayo indirecto de un transformador.
15. Ensayo de un motor asíncrono trifásico.
16. Diagrama del círculo.
17. Ensayo de calentamiento de un motor asíncrono trifásico.
18. Ensayo de un alternador trifásico.
19. Determinación de las características en carga de un alternador.
20. Determinación de la intensidad de excitación en carga y de la relación de tensión de los alternadores.
21. Acoplamiento y reparto de cargas de alternadores en paralelo.
22. Ensayo de un motor síncrono.
23. Determinación de las curvas características de un rectificador seco policristalino.
24. Determinación de la correspondencia de bornas, del tipo de conexión y del desfase angular en un transformador trifásico.

Circuitos integrados analógicos



AMPLIFICADORES OPERACIONALES

NE/SE531	Rápido
NE/SE532	Doble
NE/SE535	Rápido
NE/SU536	Entradas con FET
NE/SE538	Ultra-rápido sub-compensado
MC1456/1556	Alta calidad
MC1458/1558	Doble
µA709/709C	Aplicaciones generales
µA740/740C	Entradas con FET
µA741/741C	Aplicaciones generales
µA747/747C	Doble
µA748/748C	Aplicaciones generales
LM101/201	Alta calidad
LM101A/201A/301A	Alta calidad
LM107/207/307	Aplicaciones generales
LM108/208/308	Precisión
LM108A/208A/308A	Precisión
LM124/224/324	Cuádruple
LM158/258/358	Doble
TDA4250	Programable
TBA221D	µA741 menor ruido (Flat-pack)
TCA220	Triple
TCA410A/B	Seguidor
TCA520B/TCA680B	Rápidos
TDA1034	Bajo ruido

CONMUTADORES ANALOGICOS

SD5000/5001/5200	Conmutador cuádruple, 20/10/30V
SD5100/5101	Multiplexor cuádruple, 30/10V
SD5300	Conmutador de cruce 8 x 2

P.L.L. (Phase Locked Loops)

NE/SE560/561/562	Alta frecuencia
NE/SE564	Decodificador de modulación de fase
NE/SE565	Aplicaciones generales
NE/SE566	Generador de función
NE/SE567	Decodificador de tono

COMPARADORES

NE521/522	Doble ultra-rápido. Ampl. de lectura
NE/SE526	De tensión
NE/SE527/529	De tensión rápido
µA710/710C	Diferencial
µA711/711C	Aplicación general
LM111/211/311	Alimentación única 0-5V
LM119/219/319	Doble. Alimentación única 0-5V
LM139/239/339	Cuádruple. Alimentación única 0-5V
LM139A/239A/339A	Cuádruple (más precisión que el anterior)
MC3302	Cuádruple

REGULADORES DE TENSION

7805/06/08/12/14/15/18/24	Tensión pos. fija; 1A Entrada máx. 40V
78M05/06/08/12/15/20/24	Tensión pos. fija; 0,5A Entrada máx. 40V
78L2,6/5/6,2/12/15	Tensión pos. fija; 0,1A
78HV05/06/08/12/14/15/18/24	Tensión pos. fija; 1A Entrada máx. 60V
78MHV 05/06/08/12/15/20/24	Tensión pos. fija; 0,5A Entrada máx. 60V
78G	Tensión pos. ajustable; 1A
78MG	Tensión pos. ajustable; 0,5A
7905/5,2/06/08/12/15/18/24	Tensión neg. fija; 1A
79M05/06/08/12/15/20/24	Tensión neg. fija; 0,5A
79G	Tensión neg. ajustable; 1A
79MG	Tensión neg. ajustable; 0,5A
NE/SE550	Precisión
µA723/723C	Precisión
NE551	Tensión pos. y neg. fija
LM109/209/309	Tensión positiva 5V, 1A

TEMPORIZADORES

NE/SE555	Aplicaciones generales
NE/SE556	Doble
NE/SE558	Cuádruple
NE/SE559	Cuádruple

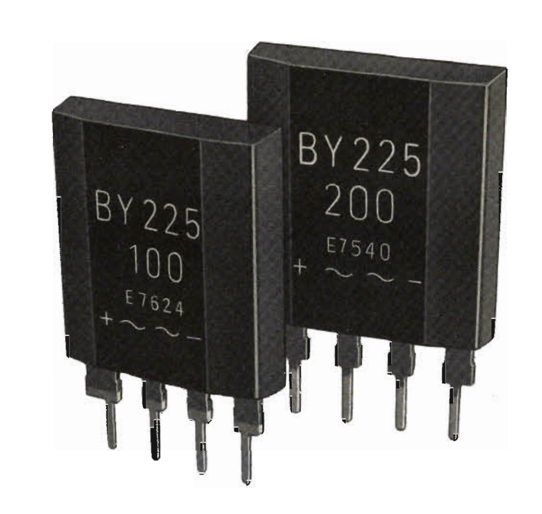
Ro

REVISTA Miniwatt

Vol. 17-Núm. 2 FEBRERO 1978 50 Ptas.

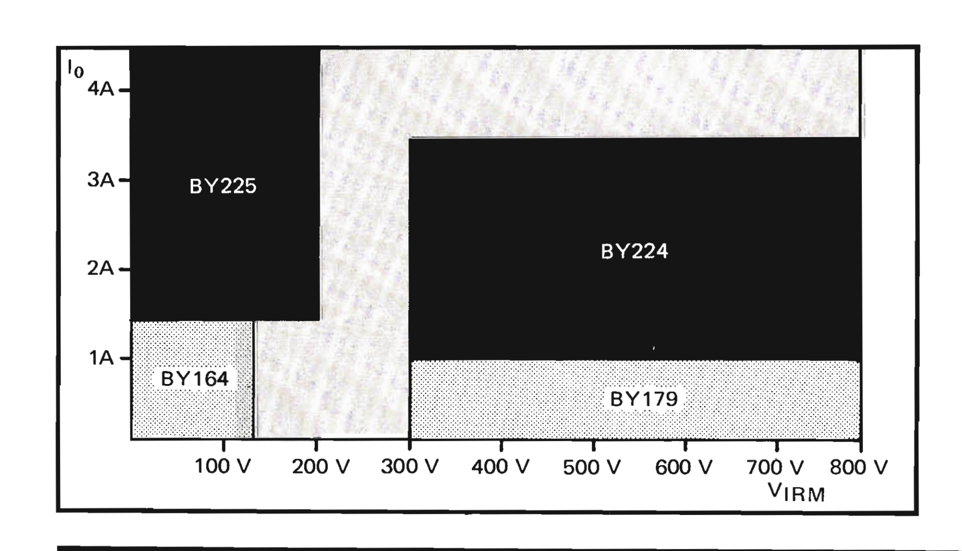


NUEVOS PUENTES RECTIFICADORES



Los nuevos puentes rectificadores en cápsula de plástico BY224 y BY225 cubren la gama de 3,6 y 4,2 amperios respectivamente, ampliando así la gama que cubría los valores de 1 y 1,4 amperios de corriente media de salida.

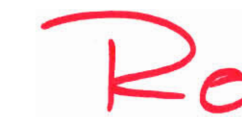
La serie BY225 se presenta en dos versiones: 100 y 200 voltios (V_{IRM}) con tensiones eficaces de entrada de 50 y 80 voltios, respectivamente. La serie BY224 consta igualmente de dos versiones: 600 y 850 voltios.



APLICACIONES

- radio
- audio
- equipos transistorizados
- fuentes de alimentación
- industria

REVISTA "Miniwatt"



VOLUMEN 17 - Número 2





Un altavoz es un dispositivo para convertir energía eléctrica en energía acústica. Han existido muchas formas de altavoces pero el estudio de todos éstos no es tema que se trate en este artículo; aquí sólo se consideran los tipos electrodinámicos, o altavoces de bobina móvil.

El empleo del circuito integrado girador TCA580 permite obtener fácilmente reactancias inductivas y superar las dificultades que representa el empleo de inductores devanados para aplicaciones de baja frecuencia o la construcción de giradores con componentes discretos.

REVISTA Miniwatt

PUBLICACION DE APLICACIONES ELECTRONICAS

DIRECCION: Luis Roiz Noriega. EDICION: Juan Garriga Pujol. REDACCION: María Dolores Forns-Samso. DELINEACION Y COMPAGINACION: Victoria Campillo Grau. SUSCRIPCION: Rosa María Torres.

PUBLICADA POR
COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números) . . . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . . . . 30 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR . . . . 50 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61

GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

ALTAVOCES DE BOBINA MOVIL

Un altavoz es un dispositivo para convertir energía eléctrica en energía acústica. Han existido muchas formas de altavoces pero el estudio de todos éstos no es tema que se trate en este artículo; aquí sólo se consideran los tipos electrodinámicos, o altavoces de *bobina móvil.*

1. Principio de funcionamiento

Puede decirse que un altavoz consta de dos sistemas: un sistema de excitación y un sistema acústico. El sistema acústico consta principalmente de un radiador de sonido de forma especial que está diseñado para que lo haga vibrar el sistema de excitación. Este último consta básicamente de un imán permanente que produce un fuerte campo magnético que rodea una bobina de hilo unida al cuello del cono. Cuando una señal eléctrica pasa a través de la bobina, se produce un movimiento de la bobina a la frecuencia de la corriente y el cono al que está unida la bobina se mueve hacia atrás y hacia adelante. El cono está montado en un armazón metálico fuerte, quedando sujeto en los bordes por medio de una parte flexible y en el vértice por un dispositivo centrador que mantiene la bobina en el centro del campo magnético. La construcción de un altavoz de bobina móvil se muestra de forma simplificada en la figura 1.

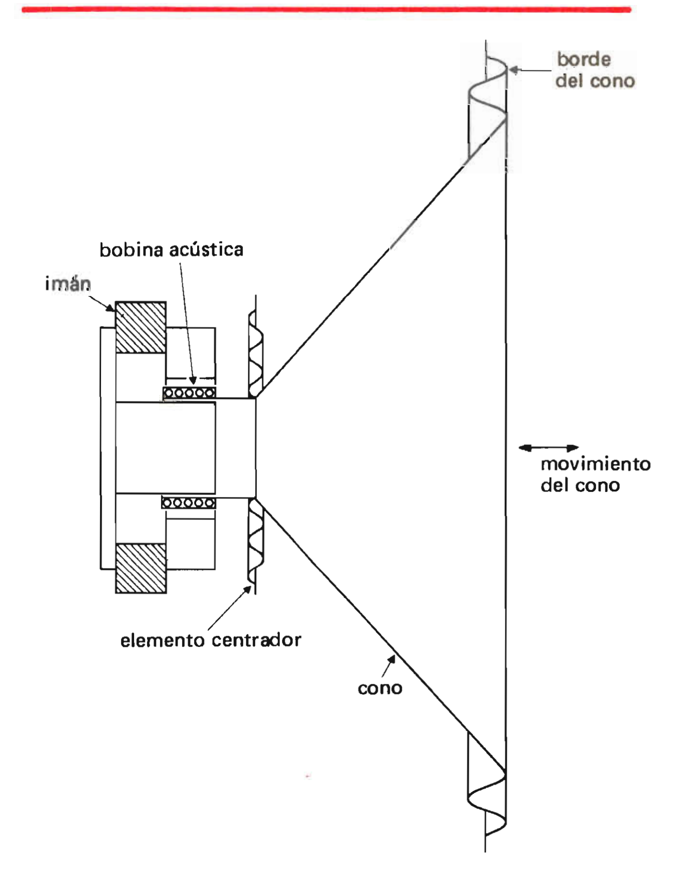


Figura 1. Construcción de un altavoz de bobina móvil típico.

Cuando una corriente circula en un conductor, se crea un campo magnético alrededor del conductor, como se indica en la figura 2. Si el conductor que transporta la corriente se coloca en un campo magnético perpendicularmente a las líneas de fuerzas, el efecto de la corriente consiste en concentrar el campo magnético resultante en el lado donde los dos campos actúan en el mismo sentido. Debido a que las líneas de fuerza tienden a tomar el camino más corto entre los polos N y S del imán, el conductor experimenta una fuerza mecánica F en el sentido indicado por la flecha, con lo que se puede producir

un desplazamiento del conductor. Es evidente que un mayor número de conductores producirá una fuerza mayor; este es el principio del motor eléctrico.

2. Sistema magnético

Para aplicar el principio de un motor a un altavoz se tiene que diseñar el sistema magnético de forma que se obtenga el movimiento más eficaz de la bobina. Empleando el sistema magnético de "polo central", como se indica en la figura 2, se puede conseguir un diseño muy eficaz. En la parte izquierda de la figura la corriente que circula en la bobina provoca un desplazamiento hacia arriba y, de forma similar, en la parte derecha se produce también un movimiento hacia arriba porque los sentidos de la corriente y del campo magnético están invertidos. La densidad del flujo magnético en el entrehierro de los sistemas de altavoces modernos es normalmente de 1.000 mT (10.000 gauss) para un altavoz grande de buena calidad. En parte para reducir la profundidad del altavoz y en parte por razones económicas, se han introducido imanes de Ferroxdure en forma de anillo. En la figura 4 se muestra la sección del sistema magnético de un altavoz con imán de Ferroxdure. Debido a que la fuerza que se crea en los conductores de la bobina que transporta corriente depende tanto de la intensidad del campo magnético como de la intensidad de la corriente, se deduce que se puede producir una misma fuerza con menos corriente si se emplea un imán más potente. Como que la corriente tiene que proporcionarla el amplificador de potencia, es evidente que resulta ventajoso emplear un imán lo más potente posible de forma que pueda emplearse un amplificador de menor potencia.

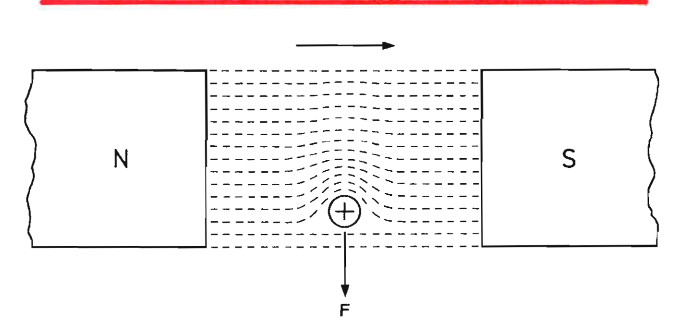


Figura 2. Con una corriente que circula perpendicularmente al flujo magnético, y entrando en el papel, el conductor tiende a moverse en el sentido indicado por *F*.

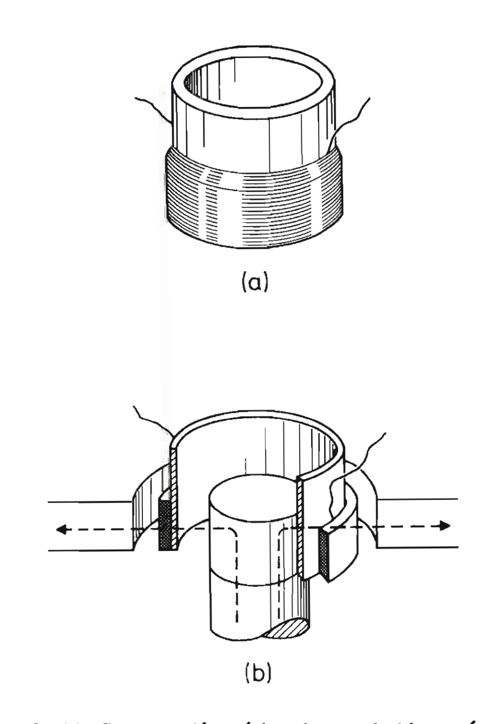


Figura 3. (a) Construcción típica de una bobina acústica. (b) Bobina acústica en el campo magnético. El sentido del campo magnético viene indicado por líneas de trazos.

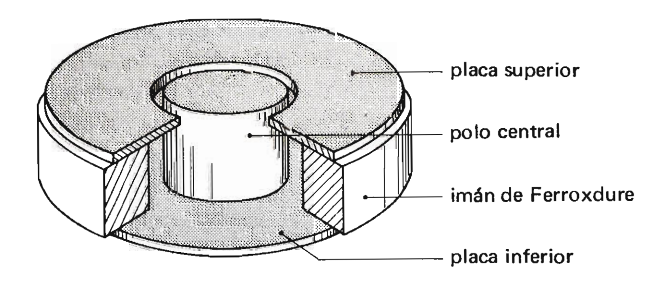


Figura 4. Sistema de imán con polo central de altavoces modernos que emplean imanes de Ferroxdure.

3. Sistema acústico

El sistema acústico de un altavoz consta del radiador y sus suspensiones. Normalmente el radiador tiene forma de un cono de cartón, pero en los altavoces especiales para reproducir tonos de frecuencias altas el radiador tiene la forma de una cúpula de plástico. Cuando se emplea un cono de papel como radiador, el vértice del cono está unido a la bobina móvil. Cualquier movimiento de la bobina se transmite así al cono. El conjunto del cono y la bobina están sujetos al armazón del altavoz de forma que la bobina pueda quedar en una posición correcta dentro del campo magnético y que el conjunto se pueda mover libremente bajo la influencia de la corriente de la bobina, volviendo a una posición neutra cuando no circule ninguna corriente.

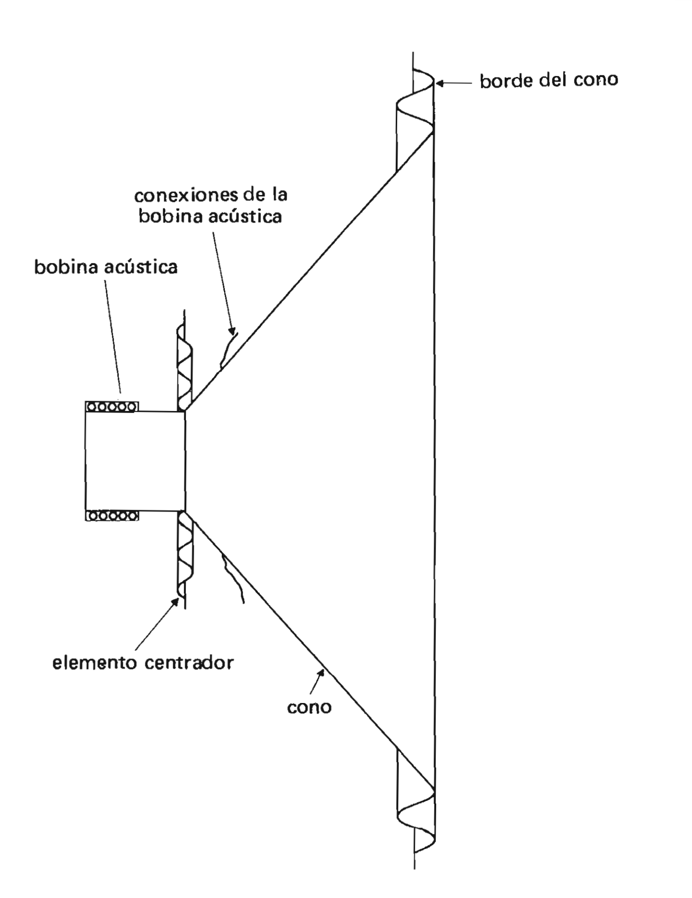


Figura 5. Sistema móvil de un altavoz. El sistema acústico consta de la bobina y sus suspensiones.

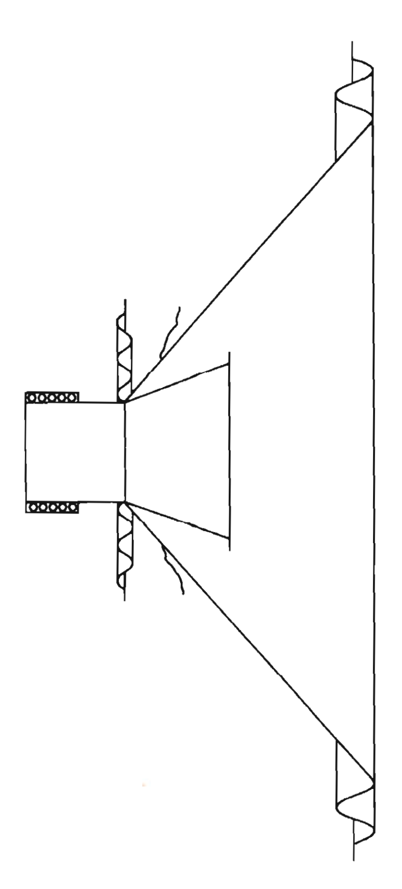


Figura 6. La incorporación de un pequeño cono aumenta la salida de tonos agudos.

El conjunto del cono y bobina está suspendido en el vértice del cono por medio de un dispositivo centrador de tela rígida impregnada en la que se han prensado unos repliegues. El extremo exterior del cono está unido al armazón por medio de una suspensión flexible similar que puede ser el propio borde del cono en el que se han prensado unos repliegues o, en el caso de que se necesiten grandes movimientos, por una suspensión de goma que tiene un extremo unido al borde exterior del cono y el otro extremo unido al armazón del altavoz. La suspensión de goma permite una mayor flexibilidad y se emplea preferentemente para bajas frecuencias, ya que en este caso se precisa de una potencia mayor y, por lo tanto, más movimiento del cono.

Cuando circula una corriente alterna en la bobina, ésta oscila hacia atrás y hacia adelante dentro del campo magnético. La parte del cono que está unida a la bobina también se mueve en concordancia con la bobina. El resto del cono, sin embargo, sólo puede vibrar de la misma forma si permanece rígido. Con bajas frecuencias generalmente ocurre así, pero a medida que aumenta la frecuencia se llega a un punto en el que la parte más ancha del cono no puede seguir las vibraciones del vértice, a menos de que el cono sea extremadamente rígido. Esto se denomina *ruptura del cono* y produce una distorsión lineal del sonido reproducido debido a ondas estacionarias en el material del cono.

Incluso si se emplea un cono muy rígido como en los altavoces diseñados para reproducir todo el margen de frecuencias, el material del cono se ve forzado a tensiones y compresiones de forma que se produce poca o casi ninguna vibración en la parte exterior del cono con frecuencias altas y es sólo la parte del cono que está cerca de la bobina la que realmente produce sonido. Esto produce una pérdida en la respuesta a notas altas y para mejorar la salida de altas frecuencias puede añadirse un pequeño cono, rígido y de poco peso que se une al vértice del cono principal. Además la bobina puede hacerse muy ligera bobinándola, por ejemplo, con hilo de aluminio. Entonces el altavoz puede reproducir satisfactoriamente un amplio margen de frecuencias.

Para resolver el conflicto de reproducir tanto unos

buenos graves como unos buenos agudos, en el diseño del altavoz se tiene que llegar a un compromiso entre ambas respuestas. Para las frecuencias altas se precisa de un cono de poco peso y pequeño diámetro, mientras que para los graves es necesario un cono grande y robusto. Aunque la descripción detallada de todos los factores que intervienen en el diseño de un altavoz, no es el objetivo de este artículo, puede comprenderse fácilmente que las propiedades mecánicas de un altavoz afectan a sus características eléctricas y, por lo tanto, a su respuesta acústica.

4. Impedancia eléctrica

El comportamiento eléctrico de un altavoz dentro de su margen completo de frecuencias es muy complejo. Normalmente se estudia su comportamiento por medio de un circuito eléctrico equivalente, pero para simplificar, es preferible considerar su comportamiento en una pequeña parte del margen de frecuencias. Consideremos el extremo inferior del margen de frecuencias. Sabemos que un cuerpo puede entrar en vibración si sus dimensiones mecánicas son iguales a la longitud de onda del campo acústico en el que el cuerpo está situado. De forma similar, si la masa del cono y la rigidez de sus suspensiones se relacionan con la frecuencia de vibración, estas propiedades mecánicas producen el efecto de un circuito resonante eléctrico paralelo en serie con la bobina móvil. Comparemos los dos casos. La frecuencia de resonancia de un circuito eléctrico paralelo formado por una inductancia y una capacidad viene dada por la conocida fórmula:

$$f_r = 1/2\pi \sqrt{(LC)},$$

donde L es la inductancia y C la capacidad.

Si consideramos un altavoz, la frecuencia de resonancia viene dada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{S_s}{M_d}},$$

donde S_s es la rigidez de las suspensiones y M_d es la masa dinámica.

Si consideramos las suspensiones por sus condiciones de facilidad de doblado o *elasticidad* en lugar de por su rigidez, podemos sustituir elasticidad (C_s) por la rigidez en la fórmula anterior, con lo que

$$\text{elasticidad} = 1/\text{rigidez} = C_s = 1/S_s$$

Por lo tanto podemos escribir

$$f_r = 1/2\pi \sqrt{(M_d C_s)}.$$

Podemos ver ahora que la masa dinámica del sistema móvil se comporta como una inductancia eléctrica, y la elasticidad como una capacidad.

A resonancia, un circuito eléctrico paralelo presenta una gran impedancia entre sus extremos; de igual forma un altavoz, a la frecuencia de resonancia la impedancia debida al efecto de la masa dinámica y de la elasticidad aumenta a un máximo y actúa en serie con la resistencia y la inductancia de la bobina móvil. Alrededor de la frecuencia de resonancia, que es normalmente baja (unos 50 Hz) para un altavoz de margen completo, la inductancia de la bobina móvil tiene poca reactancia y la única impedancia significativa es la debida a la resistencia del hilo con el que se hace la bobina. Con altas frecuencias, no obstante, la inductancia de la bobina se hace significativa y la impedancia de la bobina empieza a aumentar. La impedancia de los altavoces se indica normalmente para el valor más bajo de la impedancia que se obtiene por encima de la frecuencia de resonancia.

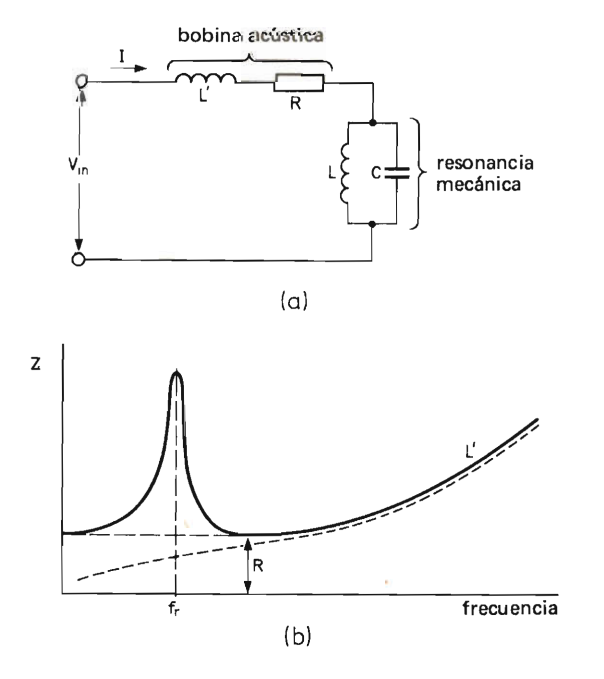


Figura 7. (a) Circuito equivalente de un altavoz a frecuencia de resonancia sin bafle. (b) Impedancia de una altavoz sin bafle.

5. Características de frecuencia

Si a un altavoz *sin montar* se aplica una señal eléctrica de amplitud constante, la presión acústica empieza a

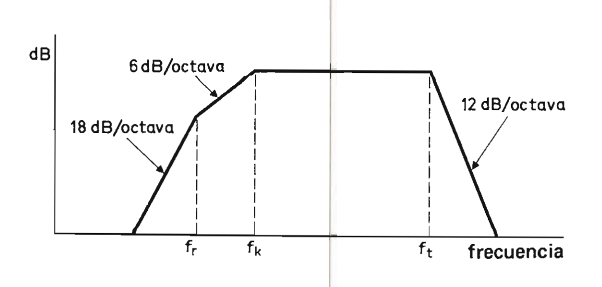
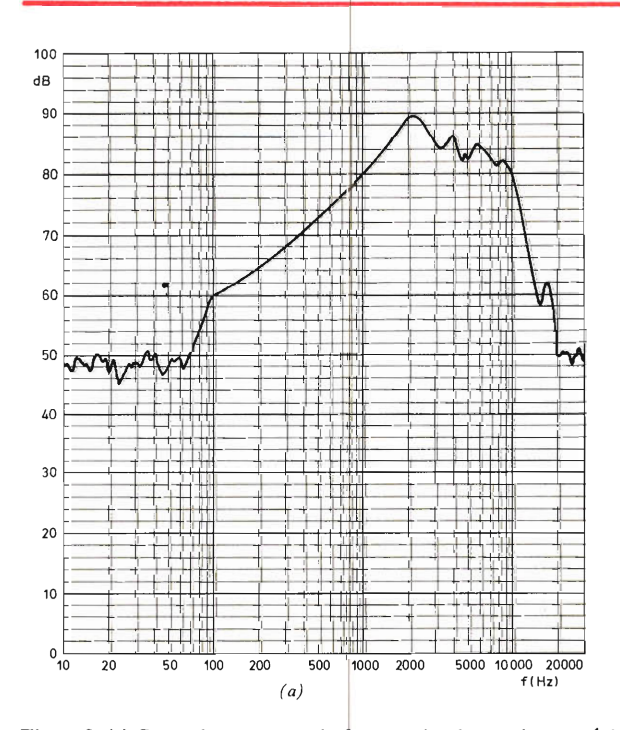


Figura 8. Característica de la respuesta de frecuencia de un altavoz ideal sin bafle. La caída para frecuencias bajas empiezan donde se produce la anulación acústica para f_k. Por debajo de la frecuencia de resonancia f_r, se añaden 12 dB/octava de caída. A frecuencias altas por encima de f_t, la inductancia de la bobina acústica controla la respuesta.

disminuir a una proporción de 6 dB/octava por debajo de un punto en el que la mitad de la longitud de onda del sonido producido es igual a la distancia desde la parte frontal del altavoz hasta su parte posterior, a medida que disminuye la frecuencia. Este efecto se denomina *cortocircuito acústico* y depende de las dimensiones del altavoz. Cuando se alcanza la frecuencia de resonancia del altavoz, se produce una nueva atenuación de 12 dB/octava. Esto es debido principalmente a la falta de flexibilidad de la suspensión, con lo que se obtiene un total de 18 dB/octava. Dentro del margen de frecuencias medias se obtiene una respuesta bastante uniforme, pero cuando la inercia de la masa móvil se hace demasiado grande para altas frecuencias, la respuesta empieza a disminuir en 12 dB/octava.

Podemos ver ahora que por debajo de la resonancia el funcionamiento de un altavoz queda controlado por la elasticidad, y por encima de la resonancia está controlado por la masa. Por lo tanto para la obtención de una respuesta de graves buena es preciso reducir la rigidez empleando una suspensión de gran elasticidad, y para conseguir unos buenos agudos se precisa un cono rígido de poca masa.

Para obtener una buena respuesta de graves podemos ver que la respuesta uniforme que se obtiene con las frecuencias medias debería continuar todo lo posible al disminuir la frecuencia antes de producirse la correspondiente caída. La caída inicial de respuesta de 6 dB/octava se puede evitar procurando no se produzca el cortocircuito acústico. Ya que este es debido a la anulación acústica por ondas de sonido desfasadas que se irradian desde la parte frontal y la parte posterior del cono, es necesario evitar la irradiación de la parte posterior montando el altavoz en un gran panel o dentro de una caja. La caída de 12 dB/octava en respuesta por debajo de la



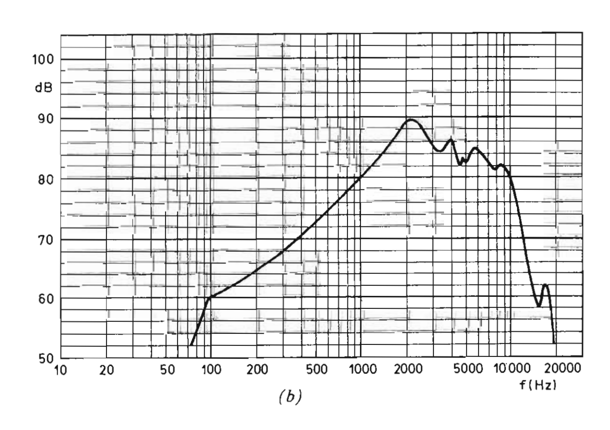


Figura 9. (a) Curva de respuesta de frecuencias de un altavoz típico de margen completo 0 dB = 2×10^{-4} μbar SPL. (b) Parte útil de la curva de respuesta por encima de 52 dB.

resonancia es otro asunto, pero como es una característica fundamental de todos los altavoces de bobina móvil, es conveniente tener una frecuencia de resonancia lo más baja posible.

Al considerar la fórmula de la frecuencia de resonancia de un altavoz sin montar:

$$f_r = 1/2\pi \sqrt{(M_d C_s)},$$

podemos observar que aumentando la masa del sistema móvil disminuye la frecuencia de resonancia. Esto significa que para obtener una buena respuesta de graves deben emplearse conos de gran tamaño y gran peso. Al mismo tiempo, ya que la frecuencia de resonancia debe ser baja, la elasticidad tiene que ser grande y el movimiento del cono tan limitado como sea posible por la suspensión.

6. Radiacion acústica y respuesta polar

Las bajas frecuencias se difunden siempre en el espacio de escucha y la radiación acústica del cono es sólo ligeramente direccional (hasta unos 500 Hz para un altavoz de 10 pulgadas) y, en la práctica, la direccionalidad para las bajas frecuencias puede ser despreciada. Si aumenta la frecuencia, sabemos que el cono ya no se comporta como un pistón rígido y las vibraciones tienden a producirse cada vez más cerca del vértice del cono a medida que la frecuencia aumenta. El resto de la superficie del cono tiende a concentrar la radiación acústica a lo largo del eje del cono, disminuyendo considerablemente la presión acústica a medida que aumenta el ángulo que forma con el eje. Este efecto perjudica considerablemente la sensación de realismo, y para que no exista una difusión no direccional se emplean sistemas de varios altavoces. La direccionalidad de la radiación acústica se determina normalmente midiendo la respuesta polar. A este efecto el altavoz se monta en una mesa giratoria dentro de una cámara anecoica y se aplica a la bobina

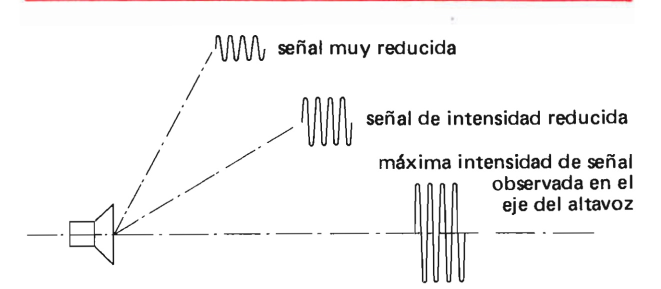


Figura 10. La intensidad de las altas frecuencias disminuye a medida que aumenta el ángulo con el eje.

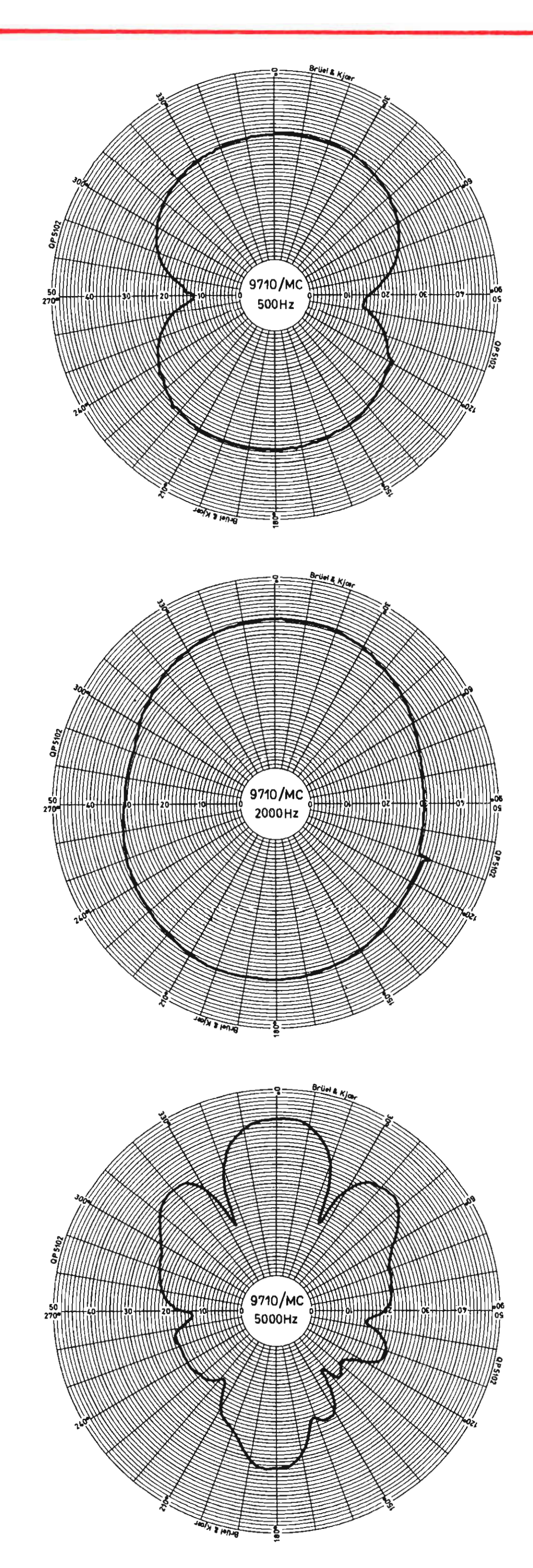


Figura 11. Respuesta polar de un altavoz típico sin montar para distintas frecuencias. Nótese la caída de salida para 90° y 270° en la curva de 500 Hz debido a cortocircuito acústico.

móvil una señal de tensión constante a una frecuencia determinada. A cierta distancia del altavoz se coloca un micrófono de grabación y se hace girar la mesa giratoria lentamente. La prueba se realiza normalmente varias veces a distintas frecuencias y los resultados se registran sobre un sistema de coordenadas polares.

7. Consideraciones sobre la potencia

Para producir sonido se precisa cierta energía; el nivel de presión acústica de un altavoz es función del movimiento del cono que, a su vez depende de la potencia que se aplica a la bobina móvil.

Existen tres márgenes distintos de potencia a considerar:
– potencia de funcionamiento,
– potencia admisible,
– potencia musical.

Cada una de éstos tiene un propósito distinto y existe poca relación entre sí, aunque a partir de cualquiera de ellos pueda deducirse de forma aproximada los otros dos.

La potencia de funcionamiento puede definirse como la potencia de entrada necesaria para producir una presión acústica de 12 μbar a 1 m de distancia a lo largo del eje del altavoz (o 4 μbar a 3 m). Si tomamos una presión acústica de 2×10^{-4} μbar como nivel de referencia (0 dB), 12 μbar = 96 dB SPL (4 μbar = 86 dB SPL). Esta definición simplificada nos da una excelente referencia para todos los cálculos acústicos. La potencia de funcionamiento se da naturalmente en vatios eléctricos y se determina fácilmente aumentando la entrada eléctrica al altavoz hasta que se alcanza la presión acústica requerida a la distancia apropiada.

Un nivel de presión acústica de 96 dB representa un sonido fuerte. Evidentemente, 96 dB sería un nivel de presión acústica que muchos no desearían sobrepasar en sus casas, mientras que algunos entusiastas a los que les gusta sentir la música en lugar de escucharla considerarían que 96 dB es sólo un "buen promedio".

De todas formas, especificar la potencia de funcionamiento de este modo nos da una idea muy clara de la capacidad de un altavoz. Por ejemplo, si se dice que la potencia de funcionamiento de un altavoz es de 1 vatio, esto quiere decir que producirá un nivel de presión acústica en el eje del altavoz de 96 dB a 1 m del altavoz.

Pero una cosa que la potencia de funcionamiento no nos dice es cuanta potencia puede soportar un altavoz antes de que deje de trabajar convenientemente o resulte dañado. Existen dos maneras para especificar esto:

– máxima potencia admisible,
– nivel de potencia musical.

Consideremos un altavoz con una potencia de funcionamiento de 1 W. Supongamos que nos interesa obtener niveles de presión acústica de unos 100 dB. Esto significa 4 dB por encima del nivel de presión acústica de 96 dB y representa un aumento de 2,5 veces. La necesidad de potencia eléctrica ha aumentado ahora a 2,5 W. Pero ¿qué ocurre si queremos reforzar algún tono grave, o emplear un control de volumen, con un aumento de otros 10 dB? Esto significa un aumento de 10 veces en la potencia que el altavoz tiene que soportar, y el total se convierte en 25 W.

Deducimos así que la potencia de funcionamiento por si sola es insuficiente para especificar completamente las características del altavoz, y además de conocer la potencia que se necesita para producir un nivel de presión acústica determinado, también es necesario conocer la potencia que puede soportar el altavoz. Esto es lo que quiere decir *máxima potencia admisible;* representa la potencia *continua* máxima que el altavoz puede soportar.

Existe otra forma de especificar la potencia de un altavoz, a saber, el nivel de potencia musical. Este valor se mide normalmente en términos de cargas pulsatorias que representan música y palabra en el extremo de bajas frecuencias de la curva de respuesta, donde la distorsión no es tan fácilmente audible y puede aplicarse la potencia máxima sin que se produzcan resonancias, zumbidos, etc., por debajo de los 250 Hz. Debido al gran número de variables que se pueden encontrar al definir el funcionamiento general de un sistema de reproducción acústica, es mucho más seguro emplear el margen de potencia contínua, es decir, potencia de onda senoidal para el amplificador y potencia admisible para el altavoz. Si se emplean estos valores, no hay duda de que el altavoz y el amplificador podrán elegirse correctamente en lo que a sus características de potencia se refiere. Al tener en cuenta las características de potencia, conviene considerar lo que ocurre cuando se emplea un altavoz de potencia distinta a la del amplificador. Si el altavoz tiene una potencia admisible mayor que el valor de la salida senoidal contínua del amplificador, no se producirá ningún daño al altavoz, y al no producirse una sobrecarga la distorsión será mínima. No obstante, si el altavoz tiene una potencia admisible menor que la salida senoidal continua del amplificador, cuando el control de volumen se ponga al máximo puede dañarse el altavoz. Es poco probable que esto ocurra, ya que antes de que suceda se alcanza un nivel de distorsión intolerable; pero a pesar de todo el riesgo existe.

8. Distorsión y amortiguamiento

En cualquier altavoz la distorsión puede ser causada por falta de linealidades en el sistema de suspensión del

cono y también por el propio cono. Además, la falta de uniformidad del campo magnético en el cual vibra la bobina móvil puede producir también distorsión.

La acción de la suspensión deberá ser lineal en todo el recorrido máximo del cono, con lo que el movimiento del cono será directamente proporcional a la fuerza aplicada. Cuando se producen grandes movimientos del cono, esta condición es a veces difícil de conseguir y se producen distorsiones no lineales. La mayoría de los altavoces emplean cartón para el cono, el cual es moldeado para darle la forma adecuada. Este material puede ser poco lineal, especialmente si se reduce su grosor.

A menos de que el campo magnético en el que se mueve la bobina sea uniforme, el movimiento del cono será no lineal. Se emplean dos métodos para superar esta falta de linealidad. Si se emplea una bobina corta puede evitarse el movimiento de la bobina en la parte marginal en extremos del entrehierro. Si se emplea una bobina grande, uno de los extremos de la bobina se mueve en una región de mayor densidad de flujo cuando el otro extremo se mueve en una región de menor densidad de flujo, permaneciendo constante el producto (espiras X corte de flujo). Además de la distorsión no lineal que se deriva de los motivos hasta ahora indicados, existe una

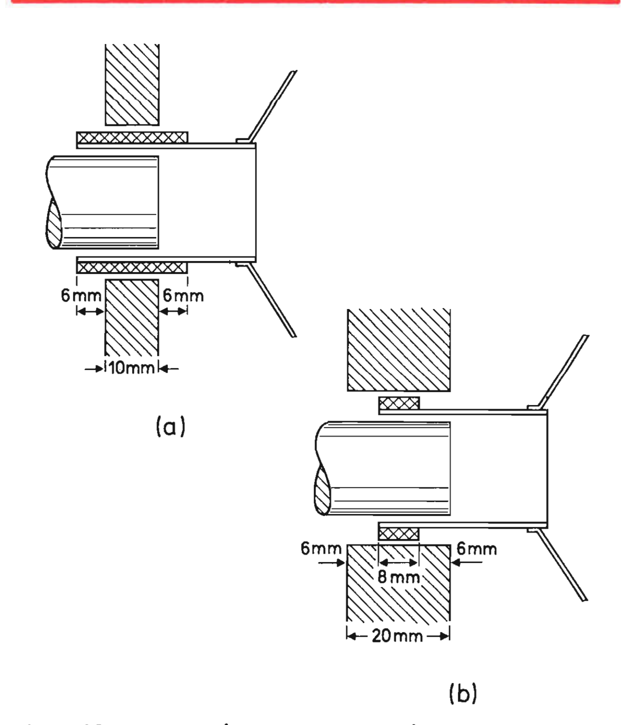


Figura 12. Construcción de una bobina acústica: (a) bobina larga en un campo magnético corto; (b) bobina corta en un campo largo. Ambos métodos se emplean para compensar la falta de linealidad en la intensidad del campo que corta las espiras de las bobinas acústicas.

forma de distorsión particularmente molesta; a saber, la *distorsión por transitorios*. Esta se debe a la incapacidad del altavoz para responder a un impulso de corta duración sin que se produzca una distorsión de la forma de onda y, particularmente, sin la adición de otras frecuencias. Una buena respuesta transitoria requiere una característica de frecuencia uniforme y esto no se consigue fácilmente en un sistema mecánico complejo. Una vez suprimido el impulso de excitación, los elementos móviles, excitados por la bobina, pero no necesariamente acoplados rígidamente a ella, continuarán oscilando por sí mismos. Es evidente, por lo tanto, que es preciso algún tipo de *amortiguamiento*. El estudio detallado del amortiguamiento no es objetivo de este artículo. No obstante, es importante recordar que a la frecuencia de resonancia, cuando la reactancia de masa del sistema móvil es igual a la reactancia de elasticidad de la suspensión y los componentes mecánicos se comportan como un circuito sintonizado paralelo en serie con la bobina móvil, hay una amplificación de la energía dentro del sistema y una tendencia a un aumento de la autooscilación a la frecuencia de resonancia.

Además, hay que recordar que la fuerza de recuperación en el sistema móvil viene proporcionada por la suspensión, y cuando se emplea una suspensión muy elástica habrá una mayor tendencia a oscilación continua y el sistema móvil no seguirá con precisión la señal eléctrica. En este caso al sonido del altavoz le faltará "ataque" y la distorsión transitoria será inaceptable.

El aumento de la respuesta en la resonancia es similar al factor de amplificación (o factor de calidad), Q, de un circuito paralelo resonante. Podemos, por lo tanto, hablar del factor Q de un altavoz a su frecuencia de resonancia de graves. Para limitar el factor Q de un altavoz a un nivel aceptable, tenemos que introducir algún tipo de amortiguamiento. Esto se obtiene eléctricamente por medio de la resistencia interna del amplificador, que actúa como una resistencia en paralelo a través de la resistencia equivalente de la bobina móvil. Los modernos amplificadores de estado sólido tienen una resistencia de salida muy baja que actúa como resistencia de generador para el altavoz. El factor de amortiguamiento, que es la relación entre la impedancia de carga y la resistencia del generador puede llegar fácilmente a 200.

En vista de la baja resistencia interna del amplificador, es importante que la resistencia de los cables del altavoz que van desde el amplificador al altavoz no reduzca de forma considerablemente el factor de amortiguamiento. Como que el amortiguamiento es vital en el control del funcionamiento transitorio, hay que prestar la debida atención a este aspecto.

En la figura 13 se muestra una consecuencia interesante del efecto de la resistencia del generador. Se mues-

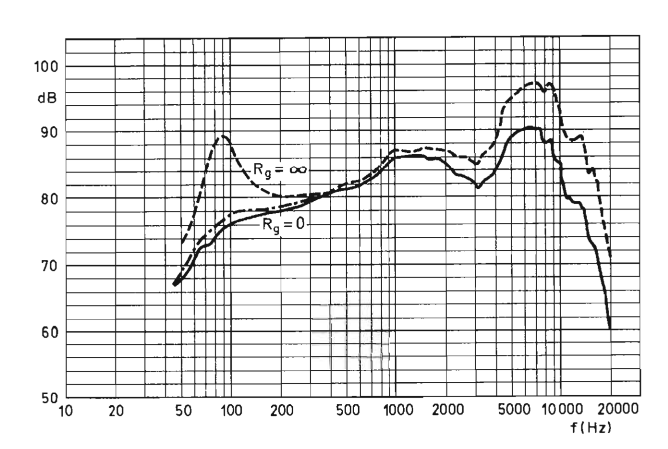


Figura 13. Efecto de la resistencia del generador en la característica de la respuesta del altavoz. La línea a trazos muestra la condición de corriente constante, donde la resistencia del generador Rg = ∞, la línea de trazo continuo indica condición de tensión constante, donde Rg = 0. La línea de punto y raya da la respuesta con un típico amplificador de estado sólido.

tra dos curvas de la respuesta de frecuencia de un altavoz de 5 pulgadas montado en una caja de 7 litros rellenada con lana de vidrio. Una de las curvas muestra la respuesta con una tensión de entrada constante; la otra con una corriente de entrada constante.

La condición de tensión constante corresponde a una resistencia del generador igual a cero, mientras que en las condiciones para corriente constante la resistencia del generador se puede considerar igual a infinita. Puede verse claramente el efecto que produce la variación de la resistencia del generador entre cero e infinito: en caso de una gran resistencia del generador resulta un elevado factor *Q*. Como que los amplificadores modernos de estado sólido presentan una resistencia de generador pequeña para el altavoz y corresponde a un generador de tensión casi constante, la falta de amortiguamiento que se indica en la figura 13 normalmente no se produce, suponiendo que se puede despreciar la resistencia del cable del altavoz.

9. Altavoces prácticos

Podemos considerar ahora las condiciones que deben satisfacerse para una reproducción acústica de alta calidad. Hasta ahora se ha considerado que tenemos un altavoz para reproducir todo el margen de frecuencias con la misma calidad y se han estudiado sus requisitos y su comportamiento, pero no se ha indicado como pueden satisfacerse todas estas condiciones al mismo tiempo. La respuesta es que resulta económicamente imposible lograr tal condición, y que existe además otra buena razón que justifica el no hacerlo así.

La relación entre la fuerza ejercida en el sistema móvil y el desplazamiento correspondiente no es lineal. Esto da lugar a distorsión, siendo peor cuando el desplazamiento del cono es mayor. Si un tono grave que ocasiona un gran desplazamiento del cono tiene que reproducirse junto con un tono agudo que produce un pequeño desplazamiento, las partes superiores de las ondas resultarán distorsionadas. Este efecto es muy notable y da al sonido una desagradable dureza. Se denomina *distorsión de modulación*. Es obvio que esta es una buena razón para reproducir por separado los tonos altos y los tonos bajos empleando altavoces especialmente diseñados para cada parte del margen de frecuencias.

De las consideraciones expuestas anteriormente sobre los distintos requisitos para frecuencias altas y bajas, sabemos que un altavoz para frecuencias bajas debería tener un cono grande y pesado, y un altavoz para frecuencias altas con un cono pequeño y ligero. Esto es exactamente lo que se precisa para obtener un sonido de alta calidad. El altavoz especialmente diseñado para reproducir bajas frecuencias se denomina *woofer* y el diseñado para altas frecuencias se denomina *tweeter*.

Los sistemas de altavoces que emplean un woofer y un tweeter se denomina *sistemas de dos vías*. Los sistemas de dos vías son muy populares y ofrecen una excelente solución para proporcionar sonido de gran calidad a un coste razonable. La división eléctrica del espectro de frecuencia se realiza normalmente por medio de una red de filtro, como se muestra en la figura 14. Se puede emplear un sistema más sofisticado en el que el margen de frecuencias se desglosa en tres grupos de frecuencias. Este sistema es conocido con el nombre de *sistema de tres vías* y utiliza un woofer para la reproducción de graves, un tweeter para la de agudos y un tercer altavoz para los tonos intermedios. Este tercer altavoz se denomina *squawker*. Un sistema de tres vías que incorpore un woofer, un squawker y un tweeter abarca perfectamente todo el espectro de las frecuencias de audio y, aunque evidentemente es más caro, los resultados compensan los costes adicionales.

Woofers

En nuestra gama de altavoces existen cuatro tamaños corrientes: 7 pulgadas, 8 pulgadas, 10 pulgadas y 12 pulgadas de diámetro nominal. Existen dos tipos de 7 pulgadas; el AD7066/W con una potencia admisible de 40 W y el AD7060/W con una potencia admisible de 30 W, y

Tabla 1. Woofers

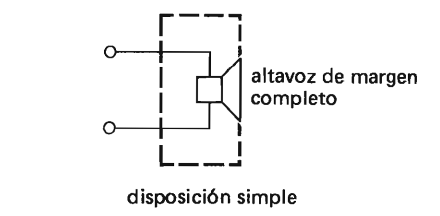
diámetro nominal radiador pulgadas	número de tipo	potencia admisible en cajas herméticas (W)	volumen de la caja (litros)	frecuencia de resonancia (Hz)	potencia de funcionamiento (W)
7	AD7060/W	30	7	45	6,3
7	AD7066/W	40	7	45	4
8	AD8061/W	30	25	42	3,4
8	AD8066/W	40	25	39	2,5
8	AD8067/W	40	25	35	6
10	AD1065/W	30	35	20	5
10	AD10100/W	40	35	25	2,5
12	AD1265/W	30	80	20	4,5
12	AD12100/W	40	80	19	2

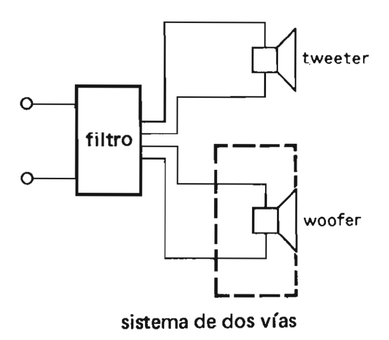
Tabla 2. Squawkers

diámetro nominal radiador (pulgadas)	número de tipo	tipo de radiador	potencia admisible (en squawkers) (W)	frecuencia de resonancia (Hz)	potencia de funcionamiento (W)
2	AD0210/Sq	dome	20	370	5
5	AD5060/Sq	cone	15	210	4

Tabla 3. Tweeters

diámetro nominal radiador (pulgadas)	número de tipo	tipo de radiador	potencia admisible (en tweeters) (W)	frecuencia de resonancia (Hz)	potencia de funcionamiento (W)
1	AD0140/T	dome	8	1200	4
1	AD0162/T	dome	8	1000	2
2	AD2271/T	cone	5	1000	2
2	AD2290/T	cone	8	1300	4,7





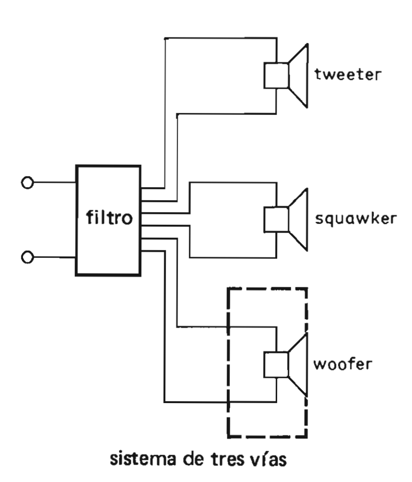


Figura 14. Distintos métodos para abarcar el espectro de audio. La línea a trazos alrededor de los woofers indica una caja hermética.

aunque ambos altavoces son de buena calidad, el AD7060/W no equivale completamente al AD7066/W en cuanto a su funcionamiento y, consecuentemente, es más económico. De igual forma en el tamaño de 8 pulgadas, el AD8066/W con una potencia de 40 W tiene una respuesta superior a la del AD8061/W, que tiene un imán más pequeño y una menor potencia admisible de 30 W. No obstante, para los aficionados entusiastas existe un tercer altavoz en la serie de 8 pulgadas, el AD8067/W que tiene una potencia admisible de 40 W.

Squawkers

Para las frecuencias intermedias hay dos squawkers; el AD5060/Sq tiene un radiador de cono y una potencia admisible de 15 W aplicados directamente al altavoz. El AD0210/Sq es del tipo de cúpula y tiene un radiador de papel de forma hemisférica especial para proporcionar una radiación acústica más uniforme que la del AD5060/Sq, que es considerablemente más direccional. El AD0210/Sq tiene una capacidad muy buena de transitorios debido a la masa más ligera de su sistema móvil; tiene además una potencia admisible de 20 W aplicados directamente al altavoz. Estos valores de potencias admisibles no se refieren a los del sistema en el que se emplean los altavoces; se refieren solamente a los altavoces en sí mismos. Ambos altavoces son herméticos por su parte posterior para aislarlos del woofer cuando se montan en la caja. La tabla 2 da las características principales de cada uno de estos squawkers.

Tweeters

En la gama actual se pueden elegir cuatro tweeters. Hay dos del tipo de cono de 2 pulgadas, el AD2271/T y el AD2290/T; y dos del tipo de cúpula de 1 pulgada, el AD0140/T y el AD0162/T. El tweeter de 2 pulgadas AD2271/T tiene una potencia admisible de 5 W aplicados directamente al altavoz, mientras que este valor es de 8 W para el AD2290/T, ambos valores se consideran para frecuencias superiores a los 2.000 Hz. Los tweeters de cúpula de 1 pulgada, que son menos direccionales y que tienen una capacidad admisible de transitorios superior, tienen ambos una potencia admisible de 8 W aplicados directamente al altavoz por encima de los 2.000 Hz. El AD0162/T, no obstante, tiene una sensibilidad 3 dB mayor que el AD0160/T, lo que significa que el valor de la potencia de funcionamiento es sólo la mitad de la que previamente se precisaba para producir un nivel de presión acústica de 96 dB.

Todos los altavoces hasta ahora mencionados, con excepción del AD0162/T se pueden obtener con impedancias de 4 Ω y de 8 Ω. El AD0162/T, debido a su gran sensibilidad, sólo se puede obtener con impedancias de 8 Ω y 15 Ω. Esto significa que en un sistema de altavoces de 4 Ω, se debe emplear la versión de 8 Ω, y en un sistema de altavoces de 8 Ω se debe emplear la versión de 15 Ω a fin de obtener el equilibrio de potencia correcto, lo que permite construir sistemas de altavoces de gran potencia sólo con la mitad del número de tweeters. La tabla 3 de las principales características de los tweeters que, al igual que los squawkers, están cerrados herméticamente por su parte posterior.

RESISTORES DEPENDIENTES NEGATIVAMENTE DE LA TEMPERATURA

para toda clase de aplicaciones que requieran control y regulación de la temperatura.

tipos	P_{max} (W)	Margen de temperatura a potencia cero (°C)	Valor $B_{25/85}$ ±5% (K)	R_{25} (Ω)	Número de catálogo
DISCOS	1	-25 a +125	2675 a 5450	2,2 a 1300	2322 610 1....
		25 a +100		270 a 2200	2322 611
	0,5	-25 a +125	2600 a 4700	3,3 a 330 k	2322 642 1.....
	1 1,5	-25 a +125	3500 a 4300	150 a 4700	2322 643 2322 644
		-25 to +155	4650 3350	82 mín. 15	2322 644 90004 90005
MOLDEADO	0,25	-10 a +125	3750	R_{+25} = 12000 R_{+100} = 950	2322 640 90004 98004
	0,25	-25 a +200	4300	R_{+100} = 16700 R_{+200} = 1120	2322 640 90005 98005
CON CAPSULA ESPECIAL	0,25	-10 a +125	3750	R_{+25} = 12000 R_{+100} = 950	2322 640 90007
	0,25	0 to 350	$B_{50/150}$ = 4000	R_{+25} = 215 k R_{+320} = 235	2322 640 90008
	0,5	-25 a +100	2600 a 4700	3,3 to 330 k	2322 642 2....
VARILLAS	0,6 1,5 2,3	-25 a 155	3300 a 4300 3250 a 4150 3200 a 4200	4,7 k a 470 k 4,7 k a 150 k 4,7 k a 150 k	2322 635 2322 636 2322 637
PERLAS		-25 a +200	2200 a 4400	680 a 680 k	2322 634 0.... 2322 634 1....
encapsulado en vidrio	0,1	-25 a +200	2200 a 4400	680 a 680 k	2322 627 1....
	0,1	-25 a +200	2200 a 4400	680 a 680 k	2322 627 2....
	0,1	-55 a +300	3800 a 4200	100 k a 1 M	2322 627 3....
	0,06	-25 a +200	2200 a 4400	680 a 680 k	2322 634 2....

EL CIRCUITO INTEGRADO GIRADOR TCA580

El empleo del circuito integrado girador TCA580 permite obtener fácilmente reactancias inductivas y superar las dificultades que representa el empleo de inductores devanados para aplicaciones de baja frecuencia o la construcción de giradores con componentes discretos.

Los inductores devanados para aplicaciones de baja frecuencia pueden ser voluminosos y caros. Existen varios sistemas para construir inductores sin devanados, pero muchos de ellos dan como resultado inductores de características inestables debido a las tolerancias de los componentes utilizados. Una técnica que no exige unas tolerancias en los componentes es la del girador cargado capacitivamente.

Los giradores son complicados y su construcción con componentes discretos es cara. Un girador integrado es evidentemente una solución atractiva y el circuito integrado TCA580 es precisamente ésto.

El TCA580, encapsulado en plástico con 16 patillas, necesita solamente un condensador y dos resistores para presentar una reactancia inductiva en sus terminales de entrada. Es necesario un resistor adicional para ajustar la corriente de reposo.

Simulación de la autoinducción

Como el funcionamiento de un inductor está basado en el almacenamiento de energía, para simularlo se necesita utilizar un componente capaz de almacenar energía, como por ejemplo un condensador.

La relación entre los valores instantáneos de tensión, corriente e inductancia es:

$$v_L = -L\frac{di_L}{dt}. \qquad (1)$$

De forma similar, para la capacitancia:

$$i_C = C\frac{dv_C}{dt}. \qquad (2)$$

La tensión y la corriente intercambian sus funciones en ambos componentes. Para simular un inductor con la ayuda de un condensador, se debe "girar" la corriente i_C en una tensión v_L y la tensión v_C en una corriente i_L. Hay que asegurarse también de que se respeta la inversión de fase de la ecuación (1). Si se carga el cuadripolo de la figura 1 con un condensador, i_2 y v_2 cumplirán la ecuación (2). Si lo que se desea es obtener una inductancia en la entrada del cuadripolo, i_1 y v_1 deben cumplir la ecuación (1). Para ello, el cuadripolo debe realizar las siguientes transformaciones:

$$v_1 = Ai_2 \qquad (3)$$

y

$$i_1 = Bv_2. \qquad (4)$$

En estas ecuaciones, A debe ser una resistencia y B una inductancia. Una de ellas, A o B, debe ser negativa para asegurar que se cumple la inversión de la ecuación (1).

Una red de cuatro polos tiene la siguiente matriz de admitancia Y:

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}. \qquad (5)$$

que se resuelve obteniéndose las dos ecuaciones:

$$i_1 = y_{11}v_1 + y_{12}v_2\,, \qquad (6)$$

$$i_2 = y_{21}v_1 + y_{22}v_2\,. \qquad (7)$$

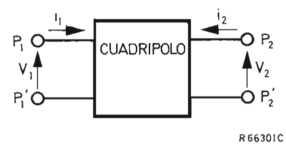


Figura 1. Signos convencionales de un cuadripolo (de dos terminales).

Los elementos y_{11} e y_{22} de la matriz de admitancia deben ser iguales a cero, e y_{12} e y_{21} deben ser conductancias para que las ecuaciones (6) y (7) tengan la misma forma que las ecuaciones (4) y (3) respectivamente. Si lo que se utiliza es un cuadripolo cargado con un condensador para simular una autoinducción, existen dos posibles matrices para el cuadripolo, que son:

$$(Y) = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{R_{g2}} \\ \frac{-1}{R_{g1}} & 0 \end{pmatrix}, \tag{8}$$

y

$$(Y) = \begin{pmatrix} 0 & \frac{-1}{R_{g2}} \\ \frac{1}{R_{g1}} & 0 \end{pmatrix} \tag{9}$$

La matriz de la ecuacion (8) se obtiene con el TCA580. Así pues, las ecuaciones (6) y (7) para el TCA580 serán las siguientes:

$$i_1 = \frac{1}{R_{g2}} v_2, \tag{10}$$

$$i_2 = \frac{-1}{R_{g1}} v_1. \tag{11}$$

A partir de ellas se obtiene la siguiente expresión de la impedancia de entrada (Z_i) del TCA580 en función de la carga (Z_L) y de las resistencias de giro R_{g1} y R_{g2}:

$$Z_i = \frac{R_{g1} R_{g2}}{Z_L}. \tag{12}$$

Si la carga es un condensador, *C*, la expresión se transforma en:

$$Z_i = j\omega R_{g1} R_{g2} C,$$

y así el girador presenta las características de un inductor de valor igual a:

$$L = R_{g1} R_{g2} C. \tag{13}$$

Un cuadripolo cuya matriz sea la de la ecuación (8) o (9) puede ser llamado inversor ideal de impedancias. La inversión es ideal, si se cumple sin desplazamientos de fase o errores, es decir sin que aparezcan términos adicionales en la ecuación (12). Para que la inversión sea ideal se tienen que cumplir dos condiciones: que los elementos y_{12} e y_{21} de las matrices de las ecuaciones (8) y (9) sean reales y que $y_{11} = y_{22} = 0$. En la práctica, las desviaciones de estas condiciones determinan el factor Q del inductor simulado y el límite del margen de frecuencias. En el caso especial de que $R_{g1} = R_{g2}$, el inversor de impedancias ideal es un girador ideal. Este se diferencia del inversor de impedancias por el hecho de que es pasivo y no tiene pérdidas. Un inversor de impedancias ideal ($R_{g1} \neq R_{g2}$) se considera a veces como girador. Se puede aceptar esta definición ya que la propiedad más importante –la inversión de impedancias de la ecuación (12)– se aplica a ambos casos. Es importante observar, sin embargo, que la precisión de la inductancia simulada es la mayor posible cuando los resistores del girador son iguales.

La figura 2 muestra el símbolo aceptado para el girador.

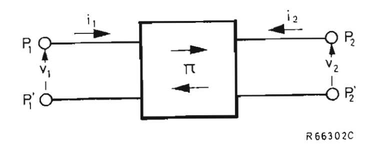


Figura 2. Símbolo de un girador.

El TCA580

Es más fácil realizar el diseño de un girador si su matriz de conductancia se descompone en partes más sencillas. En el caso del TCA580, esto se realiza de la siguiente manera:

$$(Y) = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{R_{g2}} \\ \frac{-1}{R_{g1}} & 0 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{R_{g2}} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \frac{-1}{R_{g1}} & 0 \end{pmatrix} \tag{14}$$

Se pueden diseñar cuadripolos con estas matrices particulares utilizando fuentes de corriente controladas por tensión. La conductancia de entrada de estos cuadri-

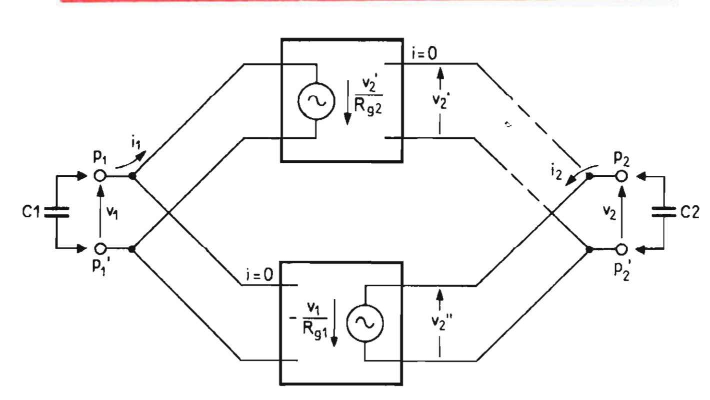


Figura 3. Un girador basado en dos generadores de corriente controlados por tensión.

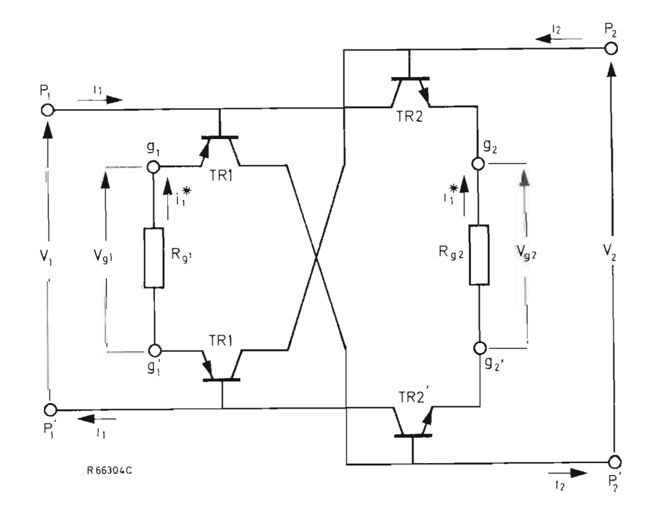


Figura 4. Circuito equivalente para pequeña señal del girador TCA580.

polos será cero. Como los términos de la ecuación (14) están sumados, las fuentes de corriente controladas por tensión deben conectarse en paralelo como muestra la figura 3.

En la práctica, es normal cargar el girador capacitivamente tanto a la salida como a la entrada y, un girador diseñado según este principio resultará estable. El sistema (fig. 3) es un bucle cerrado en el que se cumplen las siguientes condiciones:

$$i_1 = \frac{1}{R_{g2}} v_2' \qquad v_1 = \frac{-1}{j\omega C_1} i_1$$

$$i_2 = \frac{-1}{R_{g1}} v_1 \qquad v_2'' = \frac{-1}{j\omega C_2} i_2.$$

Las tensiones v_2' y v_2'' son las correspondientes a la entrada y salida de los dos mitades del bucle. La ganancia del bucle es:

$$\frac{v_2''}{v_2'} = \frac{1}{\omega^2 R_{g1} R_{g2} C_1 C_2},$$

y por lo tanto es inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia. Por lo tanto, la estabilidad del circuito aumenta al aumentar ω^2.

Si se construye el girador de acuerdo con la figura 3 con dos fuentes de tensión controlada, la carga capacitiva en ambos extremos da lugar a una ganancia de bucle directamente proporcional a ω^2, lo que provoca inestabilidad a frecuencias elevadas.

La figura 4 muestra el circuito básico equivalente del TCA580 para baja señal. Los cuatro transistores que se muestran en la figura están en realidad compuestos por varios transistores. Las etapas amplificadoras diferenciales utilizadas en el circuito integrado proporcionan a las características del circuito una baja dependencia de la temperatura. Los resistores de giro R_{g1} y R_{g2} son exteriores al circuito como se muestra en la figura 5.

El empleo de resistores de giro exteriores permite elegir libremente sus valores y tolerancias. Los componentes exteriores utilizados con el TCA580 para construir filtros pueden tener unas tolerancias más amplias que los que generalmente se utilizan en los filtros activos. Si las tolerancias de los componentes asociados no son razonablemente amplias, la autoinducción que presenta el TCA580 será lo suficientemente precisa como para hacer innecesaria la utilización de componentes ajustables.

Las bajas tensiones y corrientes de offset del TCA580 permiten que se puedan conectar varios circuitos integrados en cascada sin que se produzcan efectos acumulativos, tales como un desplazamiento del punto de funcionamiento.

Propiedades del TCA580

- Margen de frecuencias: 0 – 10 kHz (se puede extender a 50 kHz).
- Margen de temperatura: –20 a +70°C.
- La autoinducción simulada es flotante.
- Estrecha tolerancia de la autoinducción simulada (0,2%).
- Elevado factor Q (> 500) dentro de todo el margen de frecuencias y temperaturas.
- La tensión de alimentación no afecta ni a la autoinducción ni al factor Q.

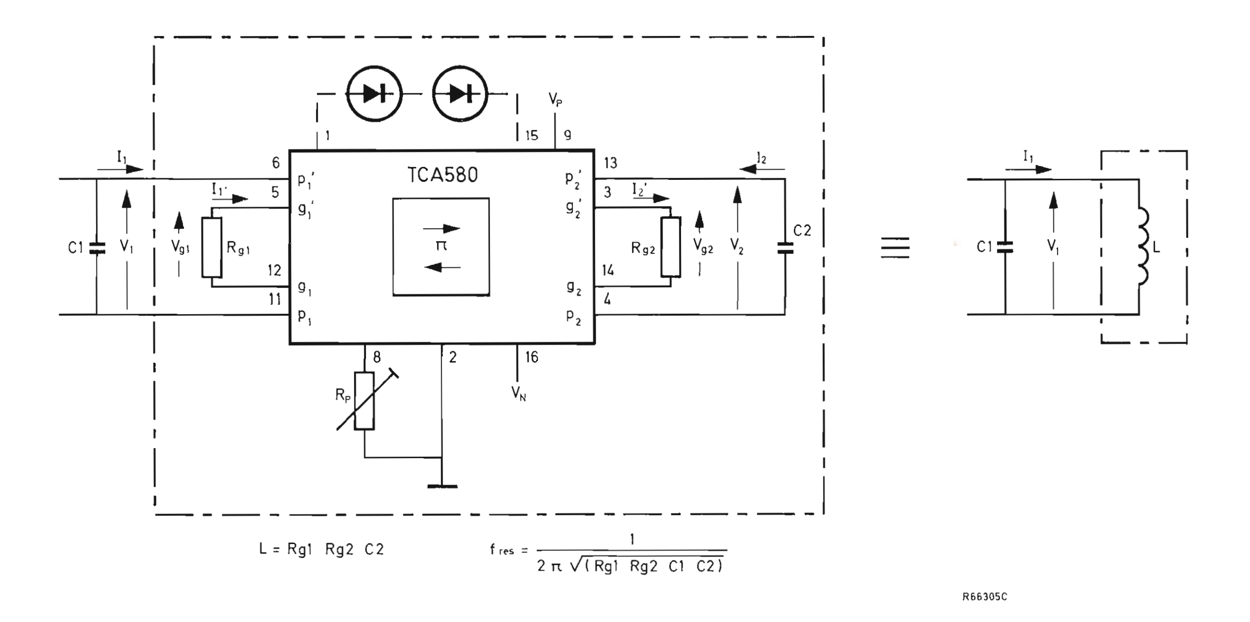


Figura 5. Conexiones del TCA580.

– Bajo coeficiente de temperatura de la autoinducción (10^{-4}/°C).
– Buena linealidad de la autoinducción para amplitudes de la señal de hasta 4,6 V.
– Bajo consumo de energía (10 mW para una amplitud de señal de 1,6 V).
– Amplio margen de la tensión de alimentación (de 8 a 25 V dependiendo de la máxima amplitud necesaria de la señal).
– El manejo de señal puede aumentarse por medio de diodos exteriores.
– Baja distorsión.
– La corriente de reposo se puede ajustar para obtener un mínimo consumo de energía para una determinada amplitud máxima de señal.
– Bajo ruido.
– Baja tensión ($V_{io} < 25$ mV) y corriente ($I_{io} < 9\ \mu$A) de offset.

Principales parámetros de diseño

En el apéndice se hace un estudio más profundo del circuito integrado TCA580 y sus propiedades. A continuación se da un resumen de los datos y las expresiones importantes para el diseñador que desea utilizar el TCA580 como inductor de estado sólido en circuitos de baja frecuencia.

Autoinducción

El valor de la autoinducción de un girador cargado capacitivamente es (ecuación (13)):

$$L = R_{g1} R_{g2} C .$$

Tensiones de alimentación

El TCA580 necesita una tensión de alimentación positiva y otra negativa (denominadas V_P y V_N en la figura 5). Los valores mínimos de estas tensiones están determinados en parte por el máximo valor de pico de la señal aplicada ($V_{1\ máx}$) y vienen dados por las siguientes expresiones:

$$V_{N mín} \approx 3{,}9 + 1{,}6 I_{PN} + 1{,}5 V_{1 máx} + nV_D \qquad (16)$$

y

$$V_{P mín} \approx 1{,}5 + 1{,}6 I_{PN} + V_{1 máx} \qquad (15)$$

donde I_{PN} es la corriente total suministrada al circuito integrado en mA y nV_D es la caída de tensión entre los terminales 1 y 15, debida al número (n) de diodos dispuestos entre ambos terminales conduciendo en sentido directo.

Corriente de alimentación

La alimentación de c.c. al circuito integrado debe ser capaz de suministrar una corriente cinco veces mayor que la corriente de pico máxima aplicada ($I_{1\ máx}$). La corriente de rama (I_P) del circuito integrado se debe ajustar por medio de R_P a un valor igual a $I_{1\ máx}$. Esta exigencia es necesaria en el montaje de la figura 5. Existen otros montajes pero consumen más corriente que el representado y no se consideran en este artículo.

Amplitudes admisibles de la señal

La tensión de pico máxima aplicada no debe ser superior a 4,6 V. Si es menor que 1,6 V, se deben cortocircuitar los terminales 1 y 15. Si es superior a 1,6 V, deben insertarse diodos entre ambos terminales, como muestra la figura 5, de acuerdo con la expresión:

$$V_{1máx} \leqslant 1{,}6 + nV_D \leqslant 4{,}6. \quad (17)$$

$V_{1\ máx}$ deberá ser mantenida lo más baja posible, preferiblemente por debajo de 1,6 V.

El TCA580 puede ser sobreexcitado tanto a la entrada como a la salida por tensión o por corriente de la señal. Por tanto, no es suficiente limitar la tensión de entrada, sino también deben ser mantenidas dentro de ciertos límites algunas otras señales. Si la corriente de entrada se elige, las amplitudes de la señal de salida deben fijarse de forma que se cumplan las ecuaciones (10) y (11) de la siguiente manera:

$$V_{2máx} = I_{1máx}R_{g2}, \quad (18)$$

$$I_{2máx} = \frac{-V_{1máx}}{R_{g1}}. \quad (19)$$

Los límites definidos en las ecuaciones (18) y (19) serán alcanzados simultáneamente solamente cuando el TCA580 esté cargado simétricamente, es decir:

$$R_{g1} = R_{g2} \ (= R_g),$$

y

$$C_1 = C_2 \ (= C).$$

La máxima corriente de entrada o de salida es un quinto de la corriente de alimentación y por lo tanto, los límites de tensión de pico de entrada y salida son:

$$V_{1máx} = \frac{1}{5} I_{PN}R_{g1},$$

$$V_{2máx} = \frac{1}{5} I_{PN}R_{g2}.$$

Carga simétrica

Por definición, un girador deberá tener valores iguales de resistencia de giro. Esta condición es conveniente para obtener exactitud en el valor de la autoinducción. Es admisible cierto grado de simetría, pero raramente necesario. La capacidad de carga en los terminales de salida $p_2 - p_2'$ deberá ser idealmente igual a la dispuesta en los terminales de entrada $p_1 - p_1'$. Pero esto tampoco es absolutamente necesario. La asimetría en las capacidades conduce a una degradación del factor Q, pero las capacidades a la entrada y a la salida pueden diferir en un factor 2 sin afectar seriamente al factor Q. Una desviación importante raramente es necesaria.

Resistores de giro

El TCA580 ha sido diseñado para un valor de R_g entre 5 y 20 kΩ. No es absolutamente necesario respetar estos límites, pero si no se respetan el factor Q disminuye.

Factor Q

El factor Q del dispositivo está comprendido entre 500 y 5.000 a 20 Hz. Varía con la frecuencia de forma semejante a una autoinducción bobinada, pero puede ajustarse de forma que el máximo factor Q coincida con la frecuencia de resonancia del circuito. En el apéndice se da más información acerca de esto y de la influencia de la amplitud de la señal de las tensiones de alimentación en el factor Q.

Una expresión aproximada del factor Q de trabajo, es la siguiente:

$$Q_W \approx \frac{R_B}{\sqrt{(R_{g1}R_{g2})}}. \quad (20)$$

Esta expresión se obtiene en el apéndice. El término R_B se refiere a la resistencia en paralelo que presenta el circuito externo a los terminales de entrada del TCA580.

Si $R_{g1} = R_{g2}$, como será normalmente, la expresión se simplifica a:

$$Q_W \approx \frac{R_B}{R_g}. \qquad (21)$$

Ruido

Un girador cargado simétricamente para proporcionar un circuito sintonizado tiene una tensión de ruido media al cuadrado de:

$$\overline{v_r^2} = \frac{2kT(1+F)Q_W}{C}, \qquad (22)$$

donde: F = factor de ruido
Q_W = factor Q de trabajo ($\gg 1$)
$2kT = 0{,}82 \times 10^{-20}$ W.

La tensión media al cuadrado de ruido citada es mayor que la del circuito equivalente obtenido utilizando una autoinducción bobinada en un factor $2(1+F)Q_W$. Este exceso de ruido está compuesto de dos partes. El factor $2Q_W$ que es el ruido térmico en los componentes R_g y C. El segundo factor ($2FQ_W$) es el ruido interno del girador. El factor de ruido es debido principalmente a la relativamente elevada resistencia de los generadores de corriente y está determinado por la expresión:

$$F = 50 + \frac{50\,000}{f},$$

en la que f es la frecuencia en Hz.

Por encima de 1 Hz, el valor del ruido total definido en la ecuación (22) puede considerarse inversamente proporcional a C, si el factor Q permanece constante. Si se varía la frecuencia de resonancia, el valor total de ruido tiende a aumentar proporcionalmente a la frecuencia. A elevadas frecuencias es necesario compensarla aumentando la amplitud de la señal, lo que hace necesario añadir diodos exteriores entre los terminales 1 y 15 y aumentar las tensiones de alimentación.

Ajuste del punto de trabajo

Las tensiones de alimentación V_P y V_N pueden obtenerse por medio de un divisor de tensión conectado a una única tensión de alimentación total V_{PN}. La corriente de rama (I_P) y la corriente total ($V_{PN} = 5\,I_P$) pueden ajustarse variando la tensión entre los terminales 8 y 9. Esto se puede llevar a cabo conectando un resistor adecuado entre el terminal 8 y un punto de potencial fijo. Si como tal punto se toma el punto medio del divisor de tensión y se conecta también al terminal 2, la corriente I_P circulará por este terminal. Así pues, por el punto medio del divisor de tensión no circulará más corriente que la de offset I_{i0}. Como I_{i0} es inferior a 9 μA, los resistores del divisor de tensión podrán ser relativamente elevados de forma que la corriente de alimentación no necesitará ser más que un poco mayor que $5I_P$. La corriente I_P es entonces más o menos independiente de la tensión en el terminal 2. Ello es debido a que uno de los generadores de corriente internos que es controlado por I_P está conectado sobre los terminales números 2 y 16.

Diseño

El uso del circuito integrado TCA580 para obtener elementos inductivos en un circuito convencional no es tan sencillo como sustituir la autoinducción bobinada por un circuito girador adecuado. El circuito integrado TCA580 tiene limitaciones en el manejo de señal que deben ser observadas. Hay que considerar también que el consumo total de potencia en el circuito integrado si se genera en el girador es superior que si se genera en la autoinducción bobinada equivalente.

El rendimiento típico del TCA580 es de 1,4%, y así, si se puede calcular el manejo de potencia de la señal, se puede calcular el valor aproximado del consumo total de potencia suponiendo que el circuito integrado trabaja en su máximo rendimiento o cerca de él. Si el consumo de potencia total es excesivo, hay que reducir el manejo de potencia de la señal. Los circuitos en los que se utiliza el TCA580 tienen normalmente impedancias más elevadas y niveles de señal inferiores que los circuitos equivalentes que utilizan autoinducciones devanadas. Esto reduce el consumo de potencia y el tamaño del condensador.

Un circuito en el que deba ser utilizado el circuito integrado TCA580, debe analizarse con el fin de determinar las amplitudes máximas de la señal ($V_{1\ máx}$ e $I_{1\ máx}$ en la figura 5) que debe manejar la autoinducción. Si se obtiene a partir de estos datos que la disipación total en el circuito integrado no es excesiva, se puede calcular el número de diodos que deben disponerse entre los terminales 1 y 15 de cada TCA580.

Si el valor de $V_{1\ máx}$ (de pico) obtenido del análisis del circuito es menor que 1,6 V, no es necesario utilizar diodos y los terminales 1 y 15 pueden conectarse. Si $V_{1\ máx}$ (de pico) es mayor que 1,6 V, entonces hay que reducir la tensión o hay que insertar diodos entre los terminales 1 y 15 para que se cumpla la ecuación (17).

Es preferible reducir la tensión de forma que la máxima tensión en los terminales del TCA580 tenga un margen de seguridad, por ejemplo 10% por debajo de 1,6 V. Entonces, hay que aumentar el nivel de la impedancia tanto como sea posible con el fin de obtener el valor más bajo posible del condensador y de la corriente de alimentación. Esto está limitado principalmente por la relación señal-ruido necesaria y, si es necesario añadir diodos, sólo en casos excepcionales deberá ser más de uno ya que ello conduce a una disminución del factor Q.

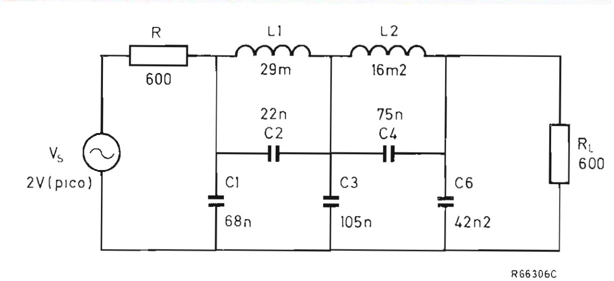


Figura 6. Filtro pasa bajos de 5° orden con inductores devanados.

Elección de R_g y C

Cuando se carga simétricamente el TCA580, las amplitudes de la señal cerca de la resonancia, cumplen los siguientes requisitos:

$$V_1 \approx V_2 \approx V_{g1} \approx V_{g2},$$

$$I_1 \approx I_2 \approx I'_1 \approx I'_2 .$$

El límite inferior de R_g se puede obtener a partir de los valores máximos de V_1 e I_1 obtenidos del análisis del circuito:

$$R_g \geqslant \frac{V_{1máx}}{I_{1máx}}. \tag{23}$$

El TCA580, de hecho, no está cargado con absoluta simetría y por lo tanto las amplitudes de la señal no serán simétricas. La tensión en los terminales de salida no debe ser mayor que $1{,}6 + nV_D$ y como $V_2 \approx I_1 R_g$, se cumple la siguiente relación de limitación para R_g:

$$R_g \leqslant \frac{1{,}6 + nV_D}{I_{1máx}}. \tag{24}$$

Adaptación de un diseño de filtro convencional al uso de autoinducciones con el TCA580

El filtro que muestra la figura 6 es un filtro de 5° orden para frecuencias vocales de p.c.m. Las autoinducciones del circuito son devanadas y los valores de los componentes y de V_S son los que aparecen en la figura. A continuación estudiaremos la forma de modificar el circuito para que puedan sustituirse las autoinducciones L_1 y L_2 por circuitos TCA580 cargados capacitivamente.

El análisis inicial del circuito revela que la potencia máxima de la señal en L_1 y L_2 es respectivamente de 7,73 y 5,83 mW. Si estas autoinducciones estuviesen formadas por circuitos TCA580 cargados capacitivamente, el consumo total de potencia sería mucho más grande que las potencias citadas de potencia de la señal.

Consumo de potencia del TCA580

Como el rendimiento del TCA580 es normalmente del 1,4%, se comprende fácilmente que si se reemplaza L_1 por un TCA580 cargado capacitivamente, el consumo de potencia en el circuito integrado será del orden de:

$$\frac{7{,}73 \times 100}{1{,}4} \approx 552 \text{ mW}.$$

Esto es inaceptablemente alto. Por lo tanto, en primer lugar se debe reducir el nivel de tensión de forma que $V_{1\,máx}$ (de pico) de todas las bobinas del filtro, esté justo por debajo de $1{,}6 + nV_D$, siendo n (número de didos) preferiblemente no mayor que la unidad. En segundo lugar, se deben aumentar los niveles de impedancia (sin que sean afectados los niveles de tensión) con el fin de reducir todavía más el consumo de potencia. Hay que asegurarse también de que la relación señal-ruido no se reduzca a un nivel inaceptable.

Analizando el circuito se puede ver que si se reduce la tensión de pico de entrada al filtro de 2 V a 850 mV, permitiendo incluso un margen de seguridad de un 10%, el valor máximo de V_1 estará por debajo de 1,6 V. El consumo de potencia del circuito integrado utilizado para sustituir a L_1 será entonces de:

$$\left(\frac{0{,}85}{2}\right)^2 \times 0{,}552 \approx 0{,}1 \text{ W}.$$

Aumentando las impedancias de los componentes del filtro en un factor igual a 10, se reducirá también en el mismo factor la corriente que circula a través del filtro. El consumo de potencia del circuito integrado que sustituye a L_1 será ahora de aproximadamente 10 mW. Los condensadores seguirán siendo de la misma serie pero serán 10 veces más pequeños y se reducirá así su tamaño y su coste.

La potencia consumida por el circuito integrado puede reducirse todavía más reduciendo nuevamente V_S o aumentando más la impedancia del filtro. También puede suceder que la potencia consumida en el circuito integrado sea menor si el filtro se utiliza en sentido contrario. Ello se podrá comprobar durante el procedimiento de reducción.

Tensiones de alimentación del TCA580

Una vez seguro de que el consumo de potencia de cada circuito integrado está en un nivel aceptable, es necesario determinar de nuevo, con más precisión, las tensiones y corrientes manejadas por las autoinducciones con los nuevos valores de los componentes y además la tensión de entrada al filtro. Una vez que se han asignado los nuevos valores a la figura 6, un análisis del circuito proporciona las máximas tensiones y corrientes en las autoinducciones que se dan en la tabla 1. Como $V_{1\ máx}$ es menor que 1,6 V, tanto para L_1 como para L_2 no será necesario insertar diodos entre los terminales 1 y 15 de cada circuito integrado. La mínima corriente contínua de alimentación ($I_{PN\ mín} \approx 5I_{1\ máx}/R_g$), deberá calcularse tanto para L_1 como para L_2, y entonces podrán ser evaluadas las tensiones de alimentación con la ayuda de las ecuaciones (15) y (16). En la tabla 2 se dan los valores mínimos calculados con los datos de la tabla 1, con un margen de seguridad del 10%.

Tabla 1. *Máxima tensión de pico y corriente impuestas en los inductores de la figura 7.*

		L_1 (290 mH)		L_2 (162 mH)	
		(a)	(b)	(a)	(b)
$I_{1\,máx}$	(mA)	0,2	0,22	2,23	0,25
$V_{1\,máx}$	(V)	1,41	1,55	0,86	0.95

Obsérvese que los valores de las columnas (a) son los obtenidos a partir del análisis del circuito efectuado por computador. Las columnas (b) tienen añadido un margen de seguridad del 10%. Estos valores son los utilizados en los cálculos de las alimentaciones de los giradores, los resistores de giro y el condensador.

Tabla 2. *Alimentaciones del TCA para el circuito de la figura 7.*

		valores mínimos de alimentación		valores
		L_1	L_2	elegidos
I_{PN}	(mA)	1,1	1,25	2,4
V_P	(V)	4,8	4,5	4,8
$-V_N$	(V)	8	7,3	8

Si se proporciona una alimentación común a ambos circuitos integrados, se puede ver, a partir de los datos de la tabla 2, que V_P debe ser por lo menos 4,8 V y V_N por lo menos 8 V. La corriente de alimentación debe tener un valor nominal de por lo menos 2,35 mA.

Elección de los resistores de giro y de los condensadores para cada circuito integrado

El valor deberá estar comprendido dentro del margen definido por las ecuaciones (23) y (24), y el margen comprendido entre 5 y 20 kΩ ofrece los mejores resultados. Una vez elegido el valor de R_g, se puede calcular el valor de C con la ayuda de la ecuación (13). Es deseable que el girador esté terminado lo más simétricamente posible. Puede ser necesario reajustar el valor de R_g para acercar el valor del condensador de terminación C al valor de la capacidad en los terminales $p_1 - p_1'$ del TCA580.

Los límites impuestos por las ecuaciones (23) y (24) son, para L_1:

$$7{,}045\ \text{k}\Omega \leqslant R_g \leqslant 7{,}27\ \text{k}\Omega$$

y para L_2:

$$3{,}8\ \text{k}\Omega \leqslant R_g \leqslant 6{,}4\ \text{k}\Omega.$$

De acuerdo con esta información, los valores asignados a R_g para L_1 y L_2 serán respectivamente 7,15 y 4,7 kΩ. Este último valor está fuera del margen comprendido entre 5 y 20 kΩ pero no exageradamente. De la ecuación (13) se obtienen unos valores de 5,62 y 7,33 nF respectivamente para los condensadores de terminación para L_1 y L_2. La figura 7 muestra el circuito del filtro resultante, que a pesar de que los circuitos integrados TCA580 no están idealmente terminados, tiene la misma respuesta de frecuencia que el circuito de la figura 6 y cumple las recomendaciones del CCITT.

Margen dinámico

Las recomendaciones del CCITT para las características de frecuencia de los filtros de audiofrecuencia de p.c.m. exigen que dentro de un margen de frecuencia comprendido entre 700 y 1100 Hz, la relación entre la señal y la distorsión esté fuera de los límites que se muestran en la figura 8. Con la entrada máxima, la relación deberá ser superior a 33 dB. Las medidas efectuadas en el circuito de la figura 7 indican que la máxima tensión de entrada que puede aplicarse sin que sea recortada, varía con la frecuencia. Este máximo es el más bajo (891 mV

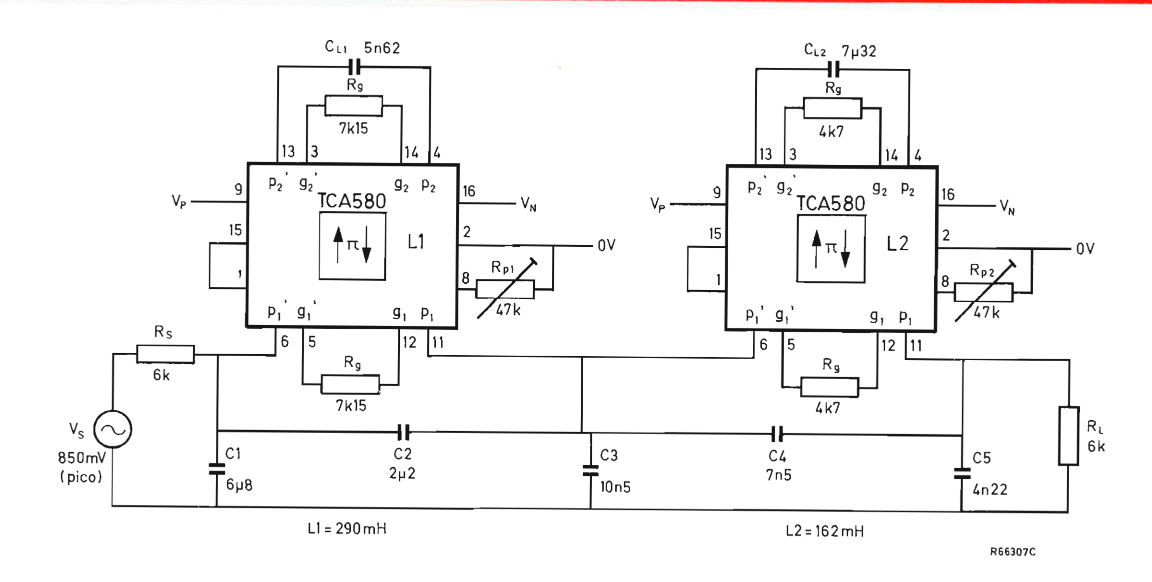


Figura 7. Filtro pasa bajos de 5° orden construido con el TCA580, sin inductores devanados. Este filtro presenta la misma respuesta de frecuencia que el de la figura 6. Hay que ajustar R_{p1} y R_{p2} para obtener unas corrientes de rama de 0,22 y 0,25 mA respectivamente.

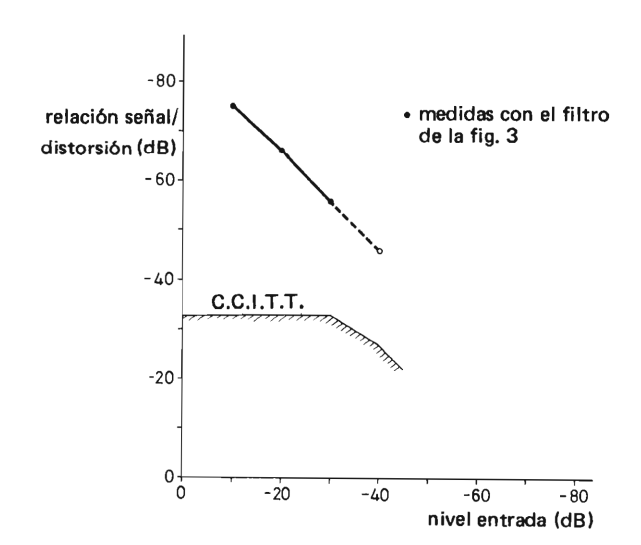


Figura 8. Recomendaciones del CCITT para el margen dinámico y resultados medidos en el circuito de la figura 7.

de pico) a 3,6 kHz. Este valor es superior al utilizado en los cálculos (850 mV de pico) debido al margen de seguridad del 10% admitido en el cálculo de las tensiones y corrientes de alimentación.

Las medidas de la relación señal-distorsión efectuadas a varios niveles de tensión de entrada están tabulados en la tabla 3. Las medidas para los niveles más bajos resultaron difíciles, no obstante la extrapolación de los resultados de la tabla 3 da una relación señal-distorsión de –46 dB cuando la señal está por debajo del nivel de referencia de 40 dB. Los resultados se muestran en la figura 8 y como se puede ver están muy por debajo de las exigencias mínimas de las recomendaciones del CCITT.

Tabla 3. *Margen dinámico del filtro de la figura 7.*

nivel de señal (relativo a 891 mV a 6 kΩ)	relación señal/ruido
−10 dB	−75 dB
−20 dB	−66 dB
−30 dB	−56 dB

Filtro Cauer de pasa-bajos de 7° orden para frecuencias de hasta 3,4 kHz

La característica atenuación/frecuencia de un filtro Cauer pasa bajos tiene una ondulación tanto en la banda pasante como en la banda rechazada. Los resistores de terminación y los resistores de giro del filtro deberán tener aproximadamente el mismo valor, ya que con ello se acerca a la simetría y por lo tanto a unas amplitudes de la señal en ambos extremos aproximadamente iguales.

La figura 9 muestra el esquema del circuito de un filtro Cauer pasa bajos designado con el tipo C07 10 59.

La asignación tiene el siguiente significado:

C Filtro Cauer;
07 Orden (número de ramas): $n = 7$;
10 Coeficiente de reflexión: $\rho = 10\%$;
59 Angulo modular: $\theta = 59°$.

Con estos datos y una frecuencia de corte de 3415 Hz, se pueden obtener las siguientes propiedades del filtro ideal.

Máxima atenuación de la banda pasante:

$$\alpha p = -20 \log\sqrt{(1-\rho^2)} \approx 4{,}34\rho^2$$

$$= 0{,}043 \text{ dB.}$$

Frecuencia de corte normalizada:

$$\Omega_S = \frac{1}{\sin\theta} = 1{,}166.$$

Frecuencia más baja a la que se alcanza α_S (atenuación mínima de la banda rechazada):

$$f_S = \Omega_S f_C = 3984 \text{ Hz.}$$

Atenuación mínima de la banda rechazada:

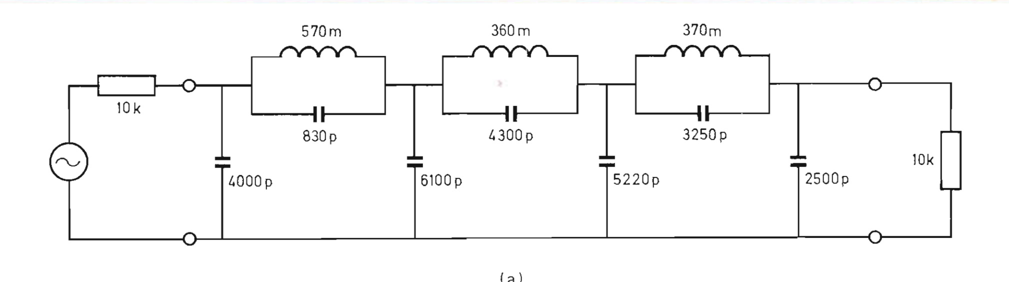
$$\alpha_S = 43{,}5 \text{ dB.}$$

La figura 10 muestra la respuesta de frecuencia de un filtro de este tipo en el que se han utilizado en lugar de autoinducciones bobinadas, giradores TCA580 terminados capacitivamente. El ajuste no era necesario. La atenuación de la banda rechazada cumple las recomendaciones hasta una frecuencia de varios cientos de kHz, pero la atenuación de banda pasante es algo mayor de 0,043 dB, como resultado de las tolerancias de los componentes y de las pérdidas del girador. Sin embargo, la construcción de este filtro con autoinducciones devanadas exige el empleo de autoinducciones de un factor Q impracticablemente alto, o la utilización de técnicas de pre-distorsión con la consiguiente pérdida de regularidad de la banda pasante y un aumento de la sensibilidad a las desviaciones en los valores de los componentes.

La figura 11 muestra la dependencia de la temperatura de las características de frecuencia.

Otros datos:

– Consumo total de los tres giradores = 30 mW
– Relación señal-ruido (compensada) a $V_{1\,ef}$ = 30 mV : 90 dB



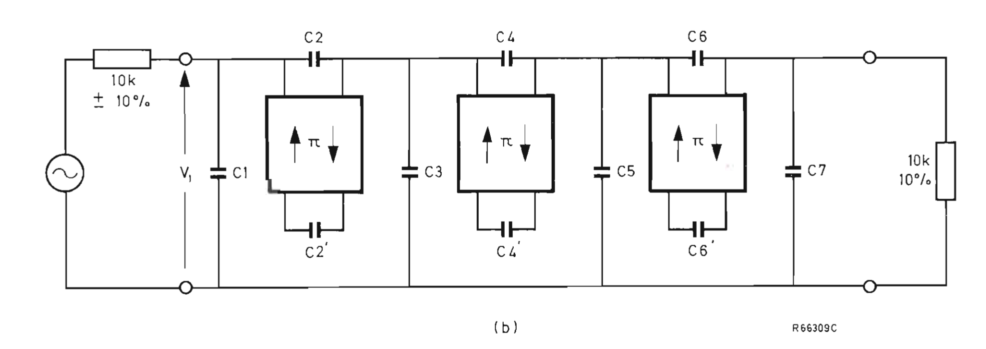


Figura 9. Filtro Cauer pasa bajos construido utilizando (a) inductores convencionales devanados y (b) inductores sin bobinas con el TCA580. Los giradores en (b) tienen cada uno resistores de giro de 10 kΩ. Los valores de los condensadores son los siguientes: $C_1 =$ = 4000 pF, C_2 = 830 pF, C_2' = 5700 pF, C_3 = 6100 pF, C_4 = 4300 pF, C_4' = 3600 pF, C_5 = 5220 pF, C_6 = 3250 pF, C_6' = 3700 pF y C_7 = 2500 pF.

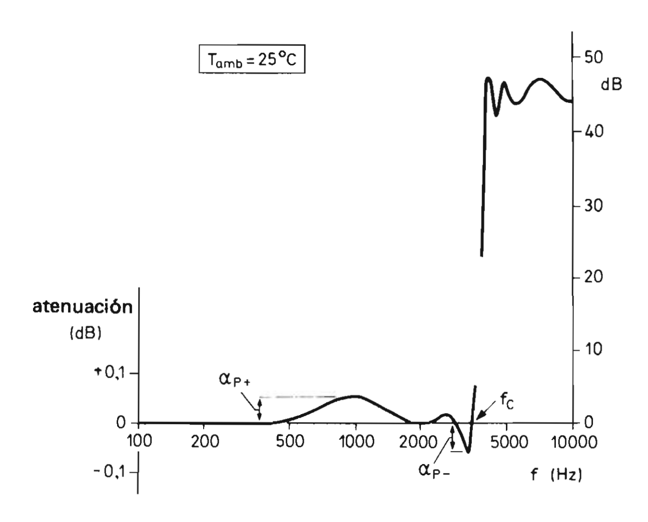


Figura 10. Característica de frecuencia del filtro de la figura 9.

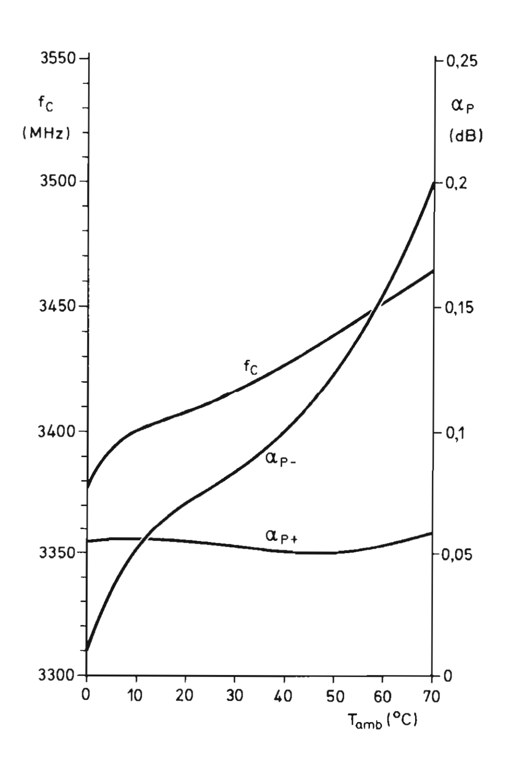


Figura 11. Dependencia de la temperatura de las características de la figura 10.

Corriente de alimentación en filtros con girador

En el diseño de circuitos en los que se utiliza el TCA580 para obtener autoinducciones flotantes, se deben tener en cuenta los siguientes puntos.

1. No es esencial la utilización de dos fuentes de alimentación independientes (V_P y V_N). Se puede utilizar una única fuente (V_{PN}) fraccionada como en la figura 12. El divisor de tensión utilizado para este propósito puede tener una resistencia relativamente alta ya que la corriente de offset que circula a través del terminal 2 del TCA580 es baja.
2. El terminal 2 de todos los circuitos integrados TCA580 de cualquier filtro deberá estar al mismo potencial. De esta forma, un único divisor de potencial de resistencia elevada puede servir para todos los circuitos integrados de un filtro.
3. La entrada y la salida del filtro deben conectarse a masa a través del resistor R_T característico del filtro para las frecuencias de la señal.

En la práctica, las tensiones V_P y V_N pueden proceder tanto de una fuente conectada a masa en un extremo como de una fuente conectada a masa en una toma intermedia entre las tensiones V_P y V_N. La figura 13 muestra tres ejemplos en los cuales la tensión negativa está conectada a masa. En los circuitos de las figuras 13(a) y (b), la fuente y la carga están aisladas de la corriente continua. Si la tensión de reposo está fijada solamente en un extremo del filtro, como en la figura 13(a), la adaptación de impedancias en c.a. del filtro puede conseguirse de la siguiente forma:

si $R_L \gg R_T$, haciendo $R_3 // R_4 = R_T$

o,

si $R_3 // R_4 \gg R_T$, haciendo $R_L = R_T$,

o eligiendo los valores intermedios apropiados.

Si se utilizan seguidores de emisor (figura 13(b)), el límite de frecuencia baja de la banda pasante puede ser extendida sin alterar los valores C_F y C_L. Para conseguir esto, el punto de operación del seguidor de emisor TR_1 debe ajustarse eligiendo los valores de R_1 y R_2 de forma que la tensión de reposo a la entrada del filtro (teniendo en cuenta V_{BE1}) sea la misma que a la salida.

El circuito de la figura 13(c) tiene una banda pasante que se extiende hasta 0 Hz. Para conseguir esto, debe haber paso para la corriente continua tanto en la entrada

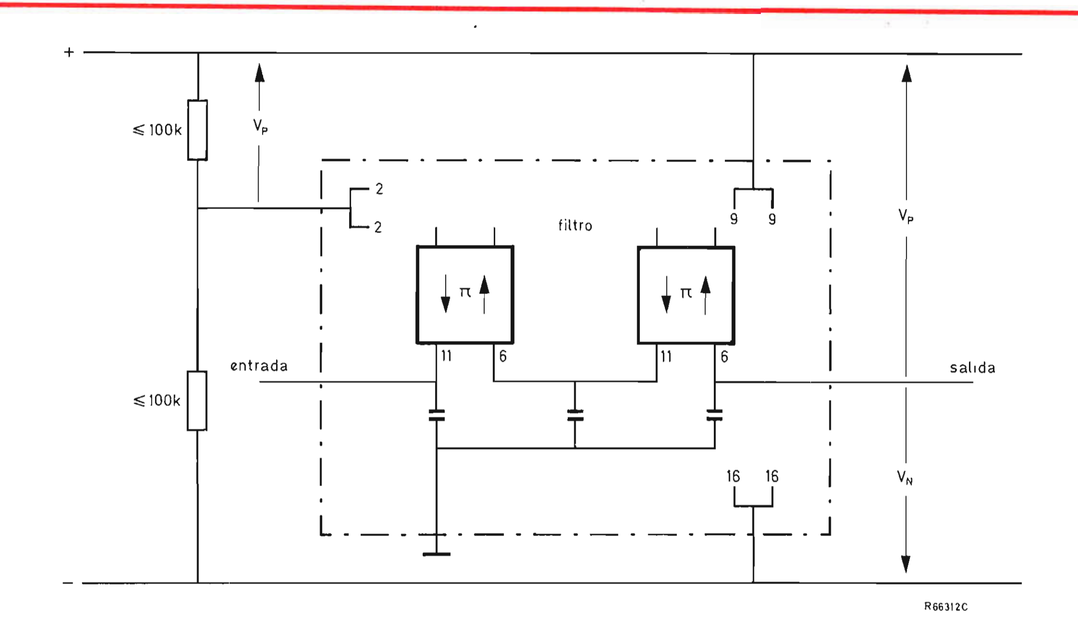


Figura 12. Conexiones de la alimentación de un filtro con el TCA580.

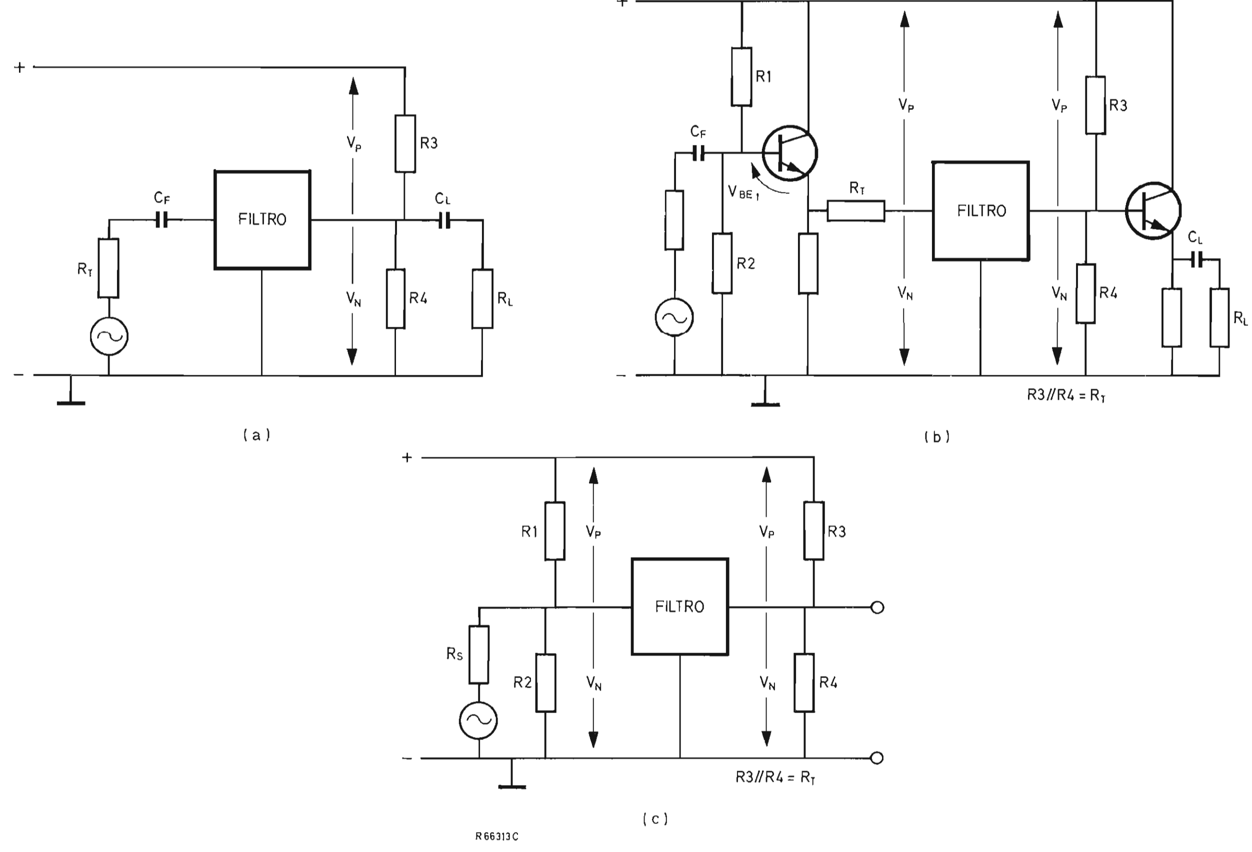


Figura 13. Ejemplos de acoplamiento en c.c. y c.a. de filtros con girador cuando se utiliza una única tensión de alimentación con el negativo conectado a masa. Los terminales 2, 9 y 16 de los circuitos integrados TCA580 utilizados en el filtro deben conectarse como se muestra en la figura 12.

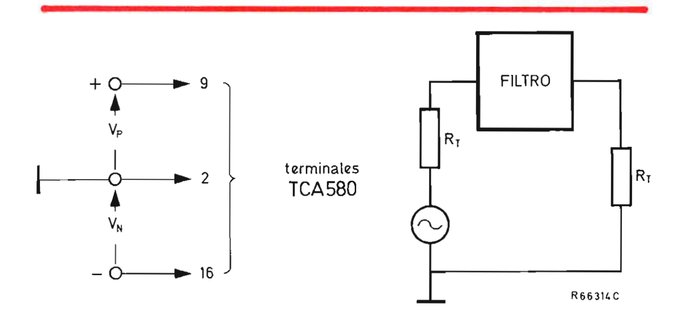


Figura 14. Conexión del filtro cuando las alimentaciones del TCA580 están formadas por dos tensiones positiva y negativa con el punto de tensión cero conectado a masa.

como en la salida. Para asegurar que R_S no afecta demasiado a la tensión de reposo del filtro, se debe cumplir que:

$$R_S \gg R_1 // R_2.$$

La adaptación de impedancias en la entrada está determinada principalmente por los resistores R_1 y R_2 del divisor de tensión.

La conexión en c.a. del filtro se vuelve muy simple. El límite inferior de la banda pasante pasa a 0 Hz y el punto de referencia común de las tensiones V_P y V_N puede conectarse a masa como muestra la figura 14.

Filtro variable de anchura de banda constante

El circuito de la figura 15 representa un circuito sintonizado en paralelo de frecuencia de resonancia variable. La autoinducción simulada puede cambiarse variando R_g. La frecuencia de resonancia y el factor Q de trabajo se obtienen de las dos expresiones siguientes:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(R_{g1} R_{g2})C}} \qquad Q_W \approx \frac{R_B}{\sqrt{R_{g1} R_{g2}}}$$

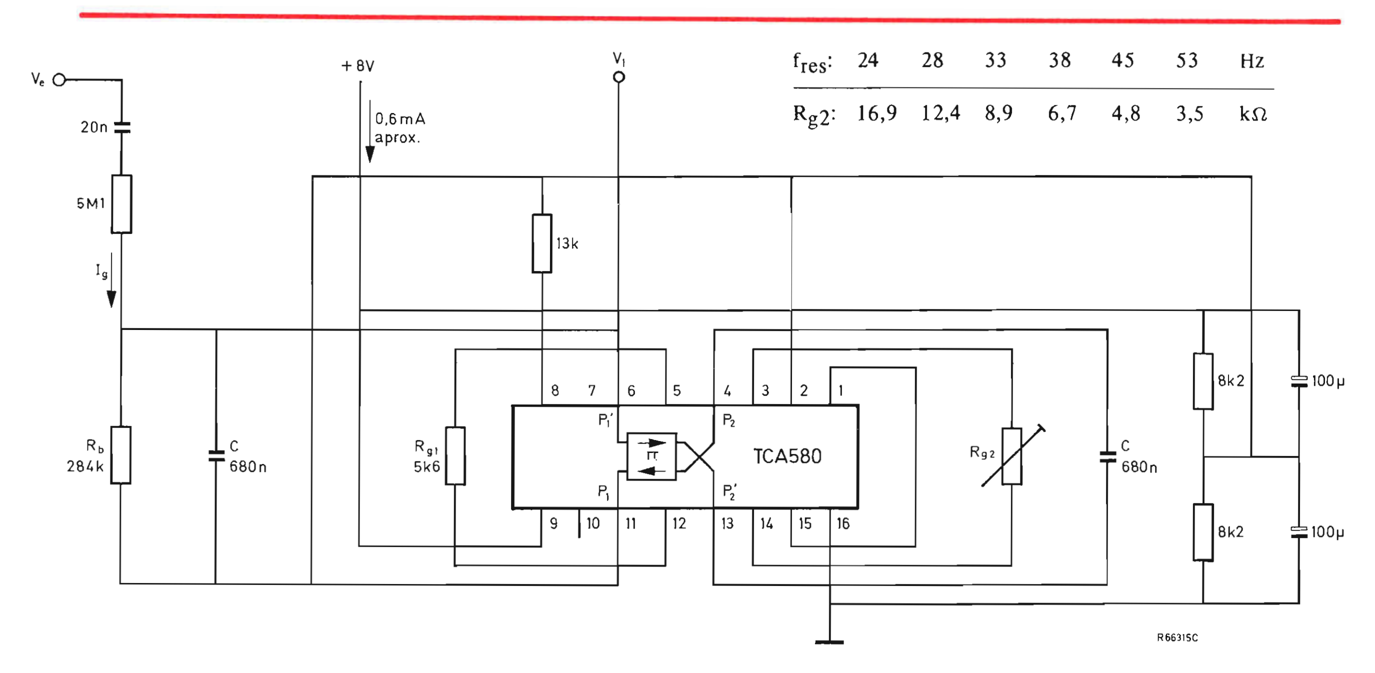
donde R_B representa la resistencia del circuito exterior entre los terminales de entrada del girador.

Con los valores de la figura 15, Q_W estará entre 20 y 24 Hz y entre 64 y 53 Hz. La anchura de banda se obtiene de la expresión:

$$B = \frac{f_{res}}{Q_W} = \frac{1}{2\pi R_B C}.$$

R_B representa las pérdidas presentadas por el circuito exterior a la entrada del girador, y pueden ser consideradas iguales a R_b en la figura 15. La anchura de banda de este circuito es por lo tanto de 0,82 Hz independientemente del ajuste del filtro. Estos valores están confirmados por las medidas de la curva de resonancia efectuadas en varios puntos (fig. 16).

La selectividad del filtro, es decir, la relación entre la tensión V_1 medida con una corriente constante I_g a una



f_{res}:	24	28	33	38	45	53	Hz
R_{g2}:	16,9	12,4	8,9	6,7	4,8	3,5	kΩ

Figura 15. Filtro de frecuencia variable de anchura de banda constante.

frecuencia f_{res} y con V_1' (medida a una frecuencia cercana a f) es:

$$S = \frac{V_1}{V_1'} = \sqrt{\left[1 + \left\{ Q_W \left(\frac{f_{res}}{f} - \frac{f}{f_{res}} \right) \right\}^2 \right]} .$$

Si:

$$\Delta f = | f - f_{res} | \ll f_{res},$$

y $2\Delta f \gg B$, entonces:

$$S \approx \frac{2\Delta f}{B} .$$

Con f = 4 Hz, se calcula que la selectividad debe ser 9,76 o unos 20 dB.

La variación de f_{res} del circuito de la figura 15 al variar T_{amb} entre -20 y $+60°C$, resultó ser de 0,6 Hz. Esto da una dependencia de la temperatura de alrededor de $1{,}4 \times 10^{-4}/°C$, lo que es casi completamente atribuible al relativamente grande coeficiente de temperatura de los condensadores, C. La frecuencia de resonancia nominal del circuito cuando se efectuaron estas medidas era de 53 Hz.

Oscilador de baja frecuencia

Condiciones de oscilación

Para utilizar el TCA580 como oscilador, se tienen que compensar sus pérdidas. Se tienen que utilizar circuitos adicionales para hacer infinito o negativo el factor Q del TCA580. Para obtener las condiciones de oscilación se representan las pérdidas del circuito sintonizado por el resistor R_G en la figura 17. Para compensar las pérdidas una corriente $2i_q$ es realimentada al terminal g_1'. Esta corriente se divide y circula a través de TR_1 y TR_1'. La corriente i_q que circula a través de TR_1' por p_2 al terminal 16, actúa en el paso de corriente entre los terminales 2 y 16 en la parte izquierda de la figura 17. Cada uno de los generadores de la corriente de reposo de la parte inferior de la figura, es un circuito transistor-diodo idéntico al del lado izquierdo de la figura. El acoplamiento directo de las cinco bases de los transistores hace que la corriente relativamente baja i_q circule por cada una de las cuatro fuentes de corriente continua (que se muestran en las figuras 21 y 23 del apéndice como I_{C1} e I_{E2}).

La corriente adicional resultante que circula a través de los transistores TR_2 y TR_2' de la figura 17, implica que se drena una corriente $2i_q$ del divisor de tensión de baja resistencia R_3/R_4.

Para que el circuito oscile, la ganancia en bucle cerrado debe ser igual a la unidad y si el bucle se abre en los terminales de las bases de TR_1 y TR_1', como se muestra en la figura 17, entonces:

$$v_{1p} = v_{1g} .$$

Observando la figura 17 se ve que esto puede expresarse como:

$$\frac{-R_G}{1 + j\omega R_G C} \left(\frac{v_2}{R_g} - i_q \right) = -R_g(v_2 j\omega C - i_q)$$

y así:

$$\frac{i_q}{v_2} = \frac{R_G(1 - \omega^2 R_g^2 C^2) + R_g j\omega R_g C}{R_g(R_g + R_G + R_G j\omega R_g C)} . \qquad (25)$$

La corriente i_q deberá ser generada por la tensión v_2 con la ayuda de los transistores TR_3 y TR_4. La ecuación (25) debe, por lo tanto, ser real y la frecuencia de oscilación será:

$$\omega_{res}^2 = \frac{1}{(R_g C)^2} \left\{ 1 - \frac{R_g}{R_G} - \left(\frac{R_g}{R_G} \right)^2 \right\}$$

pero $Q_{res} = R_G/R_g$ y así

$$\omega_{res}^2 \approx \frac{1}{(R_g C)^2} \left(1 - \frac{1}{Q_{res}} - \frac{1}{Q_{res}^2} \right) .$$

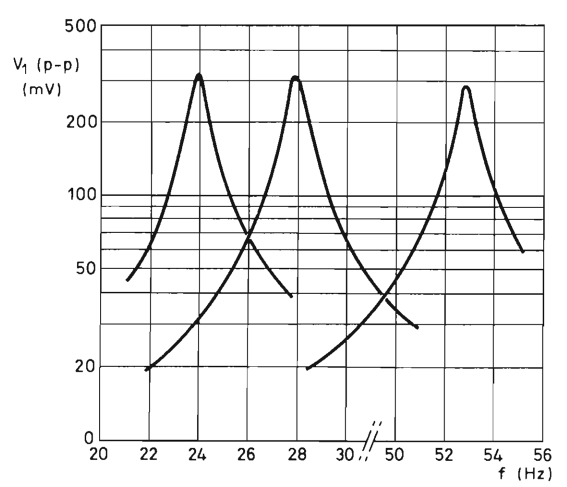


Figura 16. Curvas de resonancia medidas en el filtro de la figura 15 con $V_e = 6$ V (p–p).

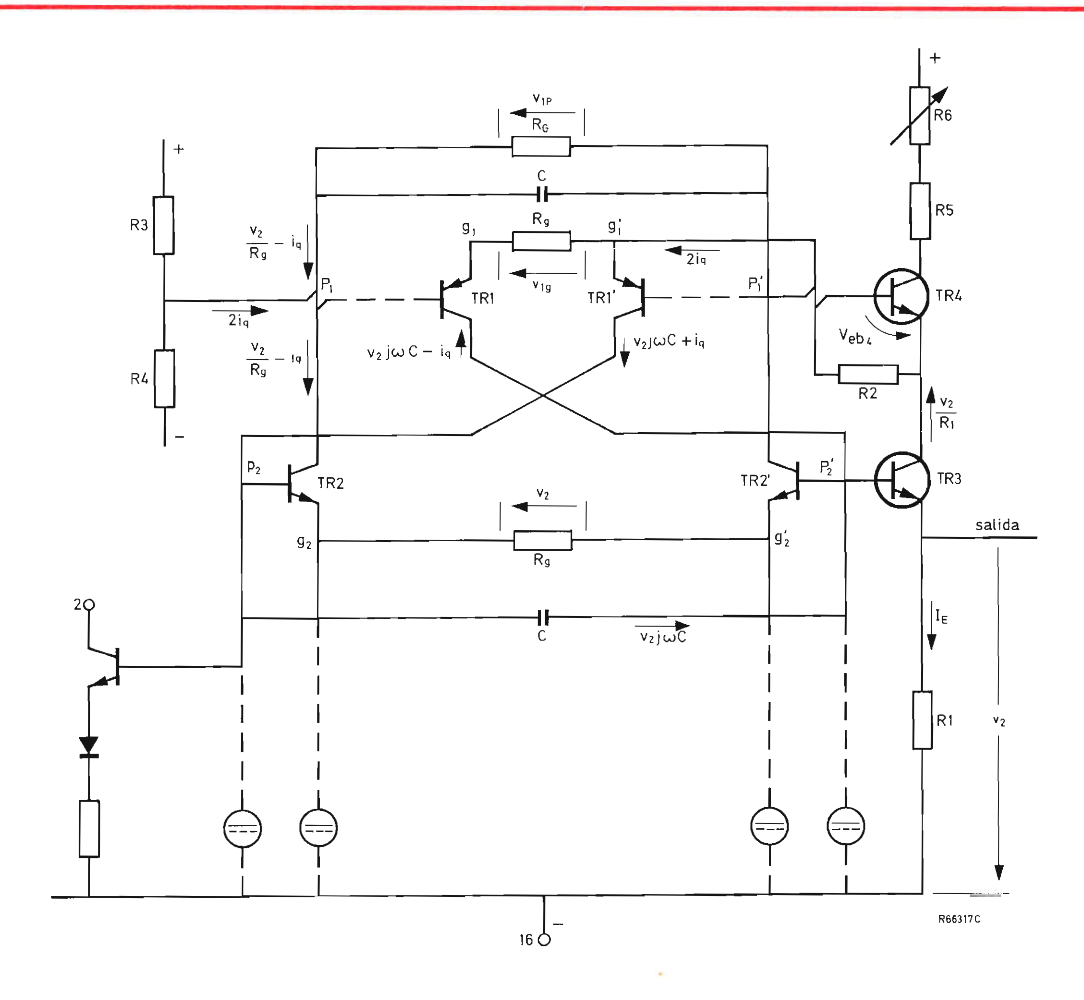


Figura 17. Esquema simplificado que muestra los principios de funcionamiento de un oscilador con el circuito integrado TCA580.

La siguiente expresión para la corriente adicional necesaria para compensar las pérdidas a la frecuencia ω_{res} se obtiene sustituyendo el valor de la ecuación anterior en la ecuación (25):

$$i_{q\ res} = \frac{v_2}{R_g Q_{res}} . \qquad (26)$$

Esta corriente es pues $1/Q_{res}$ veces más pequeña que la corriente que circula a través de los resistores de giro.

Circuito externo. Limitación de amplitud

La corriente adicional dada por la ecuación (26) es producida por la tensión v_2 a través del bucle de realimentación formado por TR_3, TR_4, R_1 y R_2. Como la tensión en el terminal p_2 es despreciable comparada con v_2, la tensión en R_1 es aproximadamente igual a $-v_2$. Los transistores TR_3 y TR_4 conducen por lo tanto una corriente de señal igual a v_2/R_1.

La resistencia de emisor de TR_4 es:

$$r_e = \frac{26 \times 10^{-3}}{I_E} \ (\text{at } 25\ ^\circ\text{C}).$$

y por lo tanto la tensión de la señal:

$$v_{eb4} = \frac{r_e}{R_1} v_2$$

que produce una corriente de:

$$2i'_q = \frac{r_e}{R_1 R_2} v_2 . \qquad (27)$$

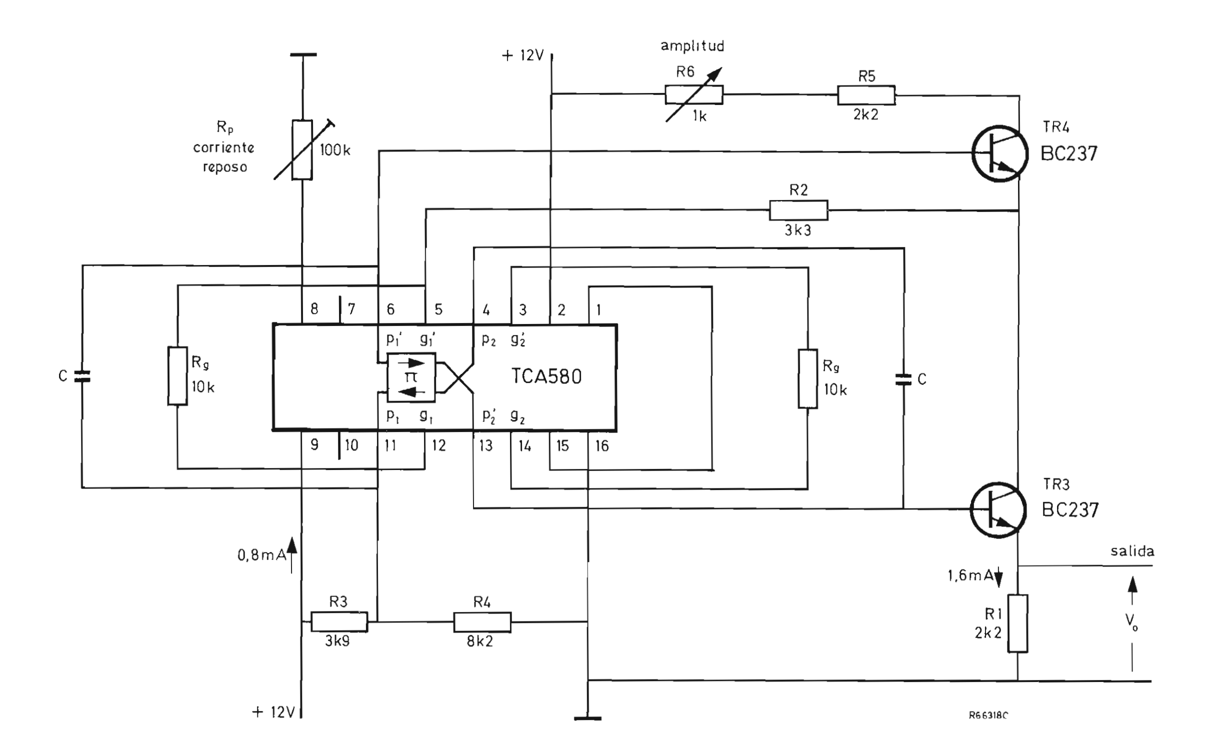


Figura 18. Circuito oscilador que utiliza el TCA580.

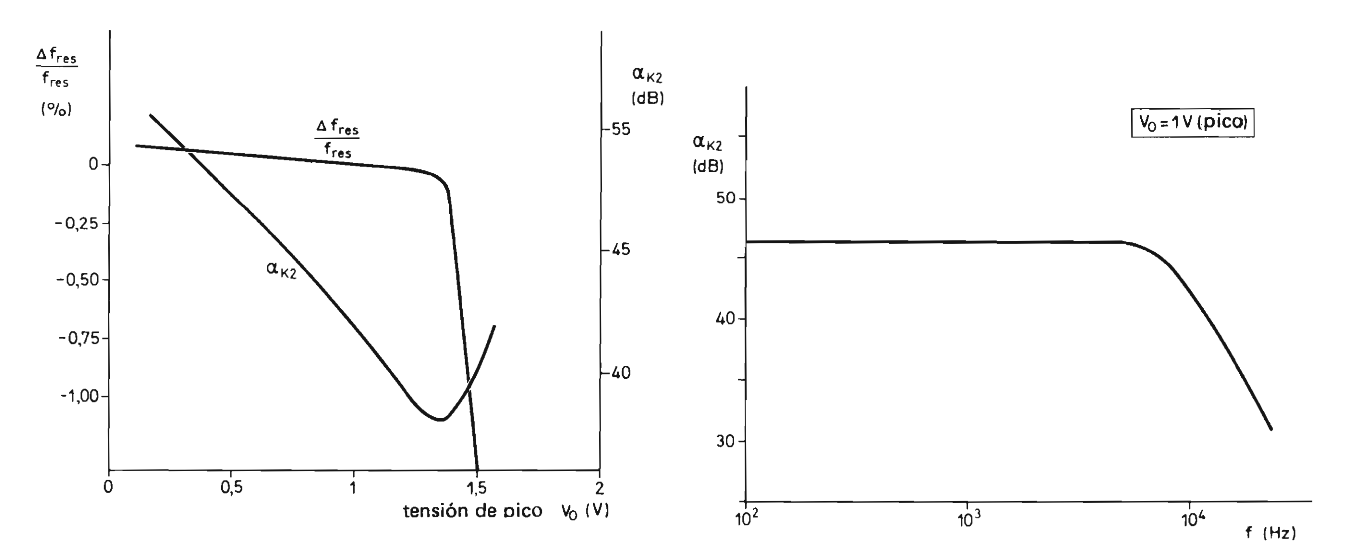


Figura 19. Variación de la frecuencia (relativa a la frecuencia de referencia cuando $V_0 = 1$ V de pico) y de la atenuación del segundo armónico en función de la amplitud de la señal de salida (V_0) en el circuito de la figura 18.

Figura 20. Atenuación de segundo armónico en función de la frecuencia del circuito de la figura 18.

La ecuación (26) da un valor mínimo de i_q para que se logre la oscilación y así, a partir de la ecuación (27) se obtiene la siguiente condición que ha de cumplirse para que el circuito oscile.

$$\frac{2R_1R_2}{r_eR_g} \leqslant Q_{res}\,.$$

La resistencia r_e depende de la corriente de reposo del transistor, I_E. Esta corriente es determinada por R_1 y la tensión de reposo entre los terminales p_2' y 16. Esta a su vez está determinada por la corriente de alimentación (terminal 9). La resistencia r_e varía así con la corriente de alimentación provocando una ligera variación de la amplitud de salida.

Los valores típicos de los componentes de este circuito aparecen en la figura 18. Si I_E = 1,6 mA, la resistencia interna r_e de TR_4 es de 16 Ω y por lo tanto:

$$\frac{2R_1R_2}{r_eR_g} = 91.$$

El oscilador funcionará como tal siempre que el factor Q de trabajo sea mayor que 91.

El punto de operación en la entrada $p_1 - p_1'$ está fijado por el divisor de tensión R_3, R_4. Para mantener baja la distorsión por intermodulación, el terminal 2 no se conecta a p_1. Por lo tanto, la corriente de reposo se ajusta por medio de R_p como muestra la figura 18.

El transistor TR_3 actúa como seguidor de emisor y tiene por lo tanto una resistencia de salida baja. En la salida, además de la tensión de señal se obtiene también una tensión continua de 3,6 V. La realimentación de tensión a través del transistor TR_4 amortigua el oscilador. Como esta realimentación depende de la tensión colector-emisor, el resistor R_6 puede usarse para controlar la señal de salida del oscilador. La corriente de señal a través de TR_4 está en fase con v_2 y por lo tanto desfasada 90° con respecto a V_{1p}. La corriente de base de TR_4 actúa como una capacidad parásita en paralelo con el condensador C entre p_1 y p_1' y provoca un ligero aumento del desfase. Como la ganancia en corriente de TR_4 depende de la tensión colector-emisor, la frecuencia varía ligeramente con la amplitud.

Medidas

En la figura 19 está representado el error de la frecuencia en porcentaje y la componente de segundo armónico de la señal de salida. El segundo armónico, que es el principal componente de la distorsión, puede tomarse como representante de la distorsión total de la salida. La figura 20 muestra la componente de segundo armónico en función de la frecuencia para un nivel constante de la tensión de salida de la señal de 1 V.

Apéndice

El TCA580. Principios de funcionamiento

La figura 21 es un esquema simplificado del TCA580 que muestra las fuentes de corriente controladas por tensión así como los transistores PNP, TR_1 y TR_1' y los transistores NPN, TR_2 y TR_2', que están conectados en antiparalelo. La corriente de reposo de estos transistores es suministrada a sus emisores por cuatro generadores de corriente (I_E) y drenada a partir de los colectores por otros cuatro generadores de corriente (I_C). Los terminales $p_1 - p_1'$ y $p_2 - p_2'$ quedan libres de corriente continua.

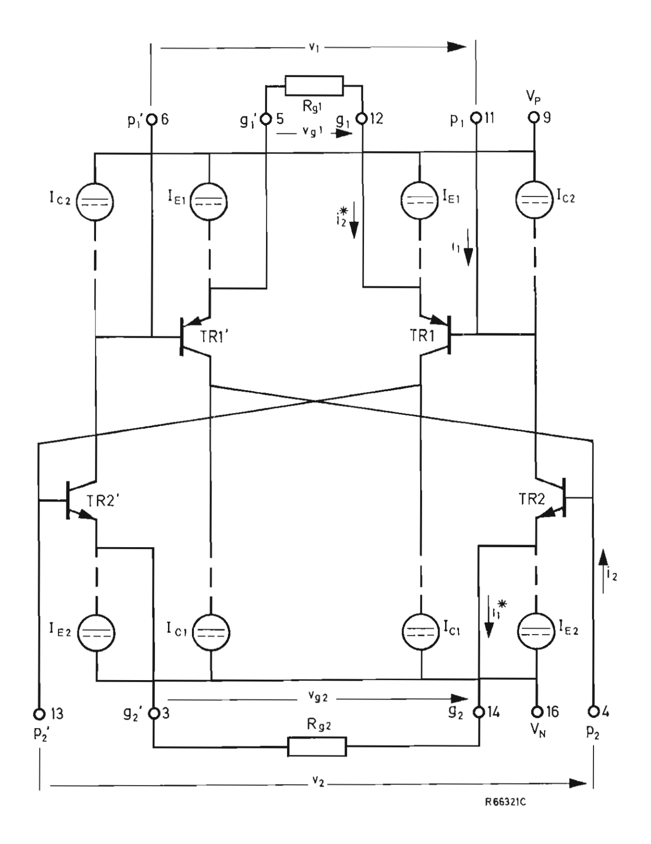


Figura 21. Circuito simplificado del TCA580.

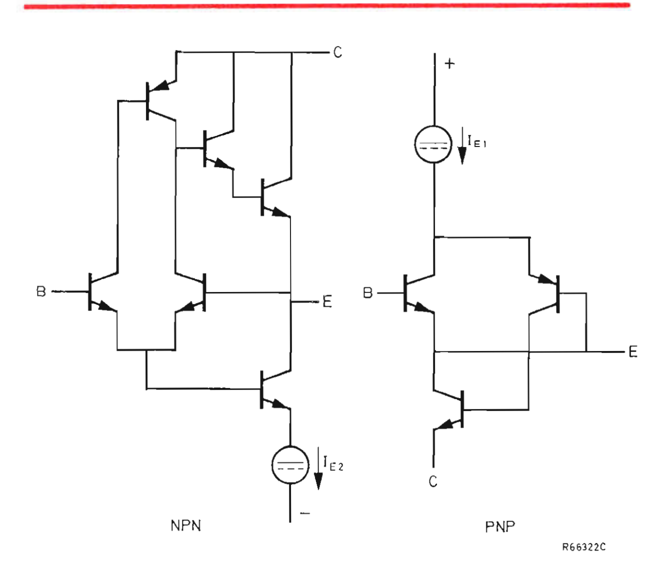


Figura 22. Transistores compuestos utilizados en el TCA580.

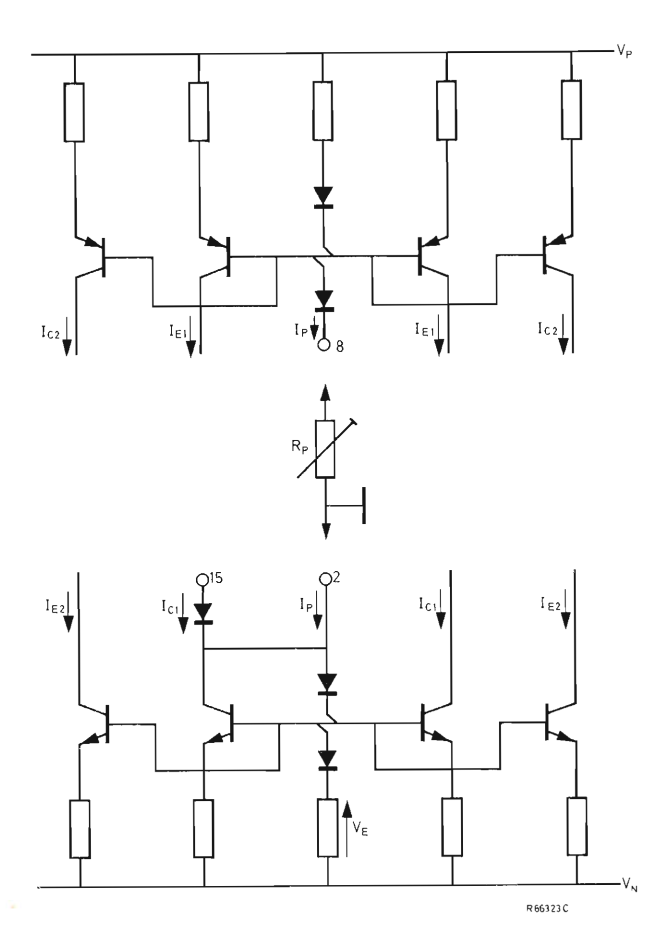


Figura 23. Flujo simplificado de la c.c. en el TCA580.

Con el fin de asegurar que la conversión tensión-corriente en el girador se efectúa con la mayor precisión posible, se deben cumplir las siguientes condiciones:

$$v_1 \approx v_{g1} \quad \text{o} \quad v_2 \approx v_{g2}$$

y

$$i_1 \approx i_1^* \quad \text{o} \quad i_2 \approx i_2^* .$$

La primera condición se puede cumplir utilizando transistores de muy alta transconductancia (baja resistencia diferencial base-emisor), y la segunda utilizando transistores de elevada ganancia en corriente. Los cuatro transistores de la figura 21 son en el TCA580 una combinación de varios transistores con un poco de realimentación negativa (véase la figura 22). En el diseño de estos circuitos, se ha tenido en cuenta el hecho de que con el proceso de integración normal de los circuitos monolíticos, se obtiene una ganancia de corriente apreciablemente más alta (β_N) en los transistores NPN verticales que en los transistores PNP laterales (β_P). Para la configuración de la figura 22 se obtiene el siguiente resultado para las ganancias en corriente:

$$\beta_{NPN} \approx \beta_N^3 \beta_P, \quad \beta_{PNP} \approx \beta_N^2$$

y en las transconductancias:

$$g_m \text{ NPN} \approx g_m \text{ PNP} \approx \beta_N \frac{I_E}{V_T}$$

La tensión equivalente de temperatura $V_T = (= kT/q) = 26$ mV (a 25°C).

El empleo de tales configuraciones en los transistores tiene otras ventajas adicionales: reducir la no linealidad y la dependencia de la temperatura de conversión tensión-corriente.

En los giradores se utiliza normalmente un inversor para interconectar los amplificadores diferenciales. Esto introduce un error dependiente de la resistencia que debe ser evitado en el TCA580 conectando los dos amplificadores diferenciales directamente con un simple cruce.

La figura 23 muestra un esquema simplificado de los generadores de corriente de reposo del TCA580 dibujados de forma que se les pueda identificar en el esquema del circuito del TCA580 (fig. 24). Además de los ocho generadores de corriente que forman cuatro "ramas" de corriente hay un quinto camino (en el medio) que es utilizado para ajustar el nivel de esta corriente de reposo. Como la corriente de emisor y de colector de un transistor son aproximadamente iguales, es evidente que $I_{C2} \approx I_{E2}$ e $I_{E1} \approx I_{C1}$ en la figura 21. Como las bases

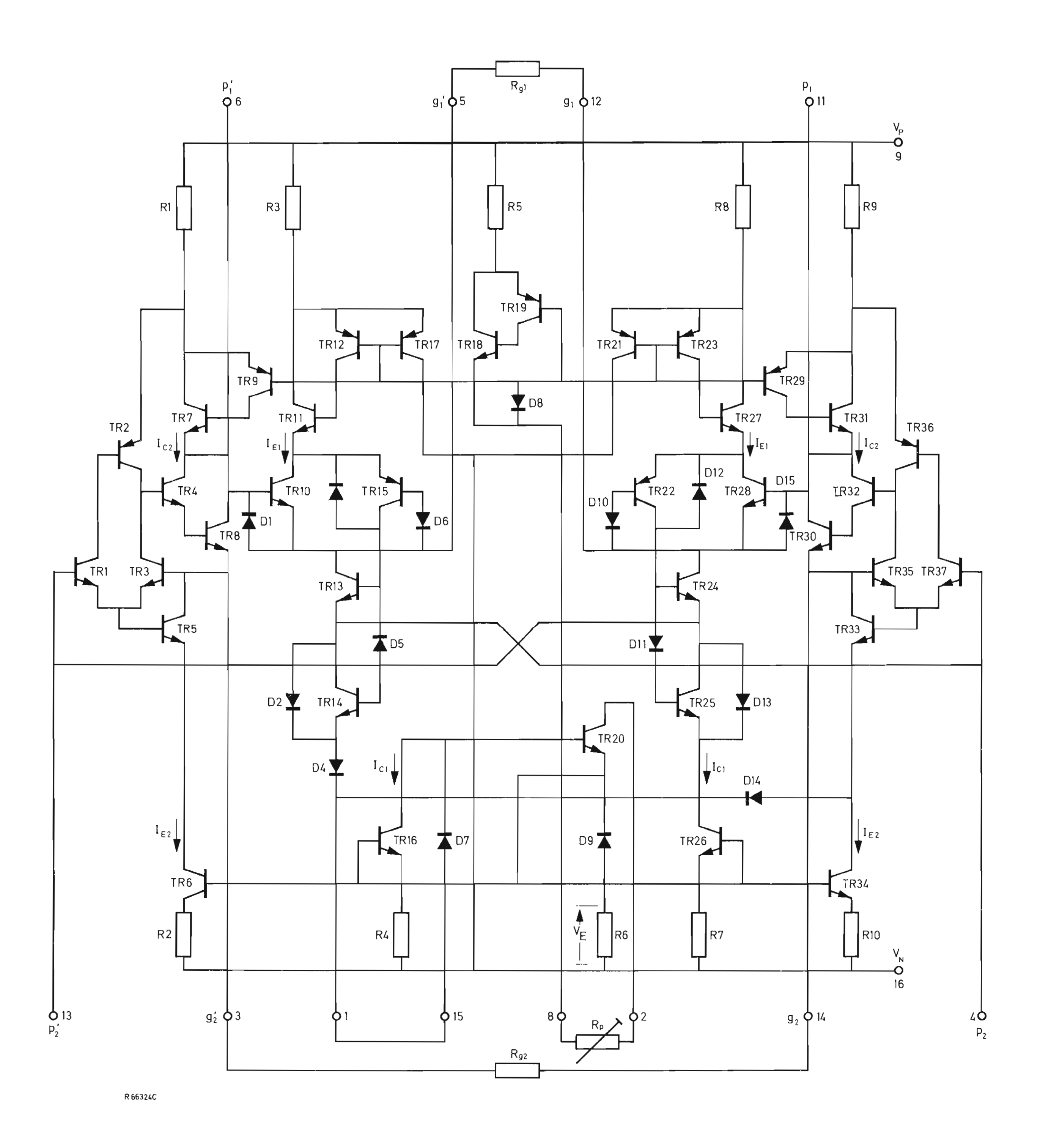


Figura 24. Esquema del circuito del TCA580.

de los transistores generadores de corriente están conectadas directamente como se muestra en las figuras 23 y 24, y sus resistores de emisor (incluidos para minimizar el ruido) tienen el mismo valor, entonces $I_{C2} \cong I_{E1}$ e $I_{E2} \approx I_{C1}$. Así pues I_{E1}, I_{E2}, I_{C1} e I_{C2} son iguales. La corriente que circula por el quinto camino es aproximadamente igual a éstas y como se aprecia en la figura 23, R_p proporciona un medio de ajuste de la corriente total del circuito integrado.

Los transistores TR_1 a TR_9 y los resistores R_1 y R_2 de la figura 24 forman el transistor compuesto y los necesarios circuitos de polarización corresponden a TR'_2 en la figura 21. Los transistores de TR_{10} a TR_{16} y sus componentes asociados forman la segunda rama (fig. 21, TR'_1). La tercera rama formada por los transistores TR_{18} a TR_{20} y los componentes asociados proporciona el ajuste de la corriente de reposo. La cuarta rama (TR_{22} a TR_{28} y los componentes asociados) corresponde TR_1 en la figura 21. La quinta rama comprende de TR_{29} a TR_{37} en la figura 24 y corresponde a TR_2 en la figura 21.

El TCA580 es un girador semi-flotante, esto significa que solamente uno de sus terminales ($p_1 - p'_1$) es flotante. El terminal 4 (p_2) correspondiente al otro terminal tiene un potencial fijo con respecto a la tensión negativa de alimentación. Cuando los terminales 1 y 15 están conectados como muestra la figura 24, la diferencia de potencial entre el terminal 4 y la tensión de alimentación negativa es $V_E + 5V_D$ voltios. La tensión V_D es la tensión directa de un diodo o de una unión base-emisor. El otro terminal de esta salida, el 13 (p'_2) está al mismo potencial de reposo que el 4, pero cuando es excitado solo varía el terminal 13.

Con los terminales 1 y 15 unidos, la variación de pico de la tensión en el terminal 13 está limitada a 1,6 V pues de lo contrario las tensiones colector-base de los transistores TR_6 y TR_{26} serían demasiado bajas durante los semiciclos negativos y los recortaría. La tensión de pico admisible en el terminal 13 puede extenderse conectando diodos entre los terminales 1 y 15 como muestra la figura 5. Con ello se aumenta la tensión de reposo entre los terminales 4 y 13 y las bases de los transistores TR_6 y TR_{26} en un valor igual a la caída directa en la salida de los diodos. La variación de la tensión negativa de pico admisible en el terminal 13 aumenta en un valor idéntico.

Los diodos D_1, D_2, D_{13}, D_{14} y D_{15} aseguran que el circuito alcanza el estado de reposo deseable cuando es conectada la tensión de alimentación. Sin estos diodos existirían una gran cantidad de estados estables y el circuito podría alcanzar alguno en el que no funcionara como girador.

Los diodos D_3, D_6, D_{10} y D_{12} evitan oscilaciones de alta frecuencia.

Los transistores TR_{17} y TR_{21} reducen las corrientes de offset. La compensación de la corriente de base asegura que las corrientes I_{E1} e I_{C1} permanezcan prácticamente iguales. En la condición de reposo ($V_{p1} \approx V_{p'1}$) existe una baja tensión de offset a través del inductor y una baja corriente de offset a lo largo de él.

Factor Q

A pesar de que en un girador ideal los términos y_{11} e y_{22} de la matriz de conductancia son iguales a cero (véanse las ecuaciones (5) a (8)), un girador real tiene admitancias de entrada y salida distintas de cero. A bajas frecuencias éstas son reales y pueden ser tomadas como las conductancias g_{11} y g_{22} respectivamente. Las pérdidas de la autoinducción simulada son debidas a R_{g1}, R_{g2}, g_{11} y g_{22} y están representadas por los resistores R_1 y R_2 en la figura 25. El factor Q de la autoinducción simulada es por lo tanto igual a:

$$Q_L = \frac{\omega L_1 R_2}{R_1(R_1 + R_2) + \omega^2 L_1{}^2}.$$

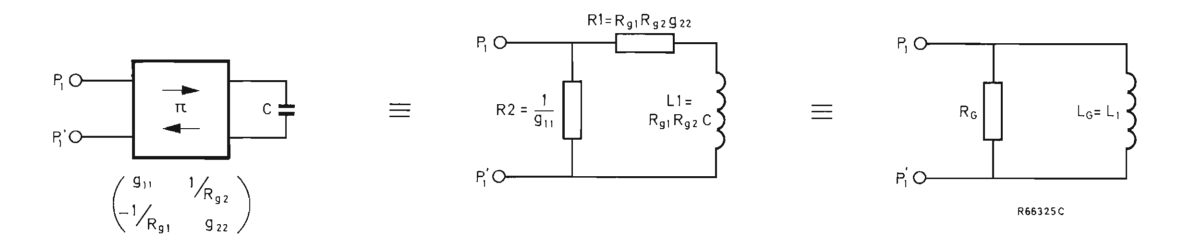


Figura 25. Circuito equivalente para baja frecuencia de una autoinducción formada por un girador y un condensador sin pérdidas.

Como R_{g1} y R_{g2} se eligen de forma que sean pequeñas con respecto a $1/g_{11}$ y $1/g_{22}$, entonces $R_1 \ll R_2$ y la anterior expresión se simplifica:

$$Q_L = \frac{\omega L_1 R_2}{R_1 R_2 + \omega^2 L_1^2} .$$

En esta expresión se puede ver que cuando $\omega^2 L_1^2 \ll R_1 R_2$, Q_L aumenta casi proporcionalmente a la frecuencia f. Para altas frecuencias, cuando $\omega^2 L_1^2 \gg R_1 R_2$, Q_L es prácticamente proporcional a $1/f$. En la figura 26 está representada esta característica.

Para una frecuencia intermedia:

$$f^* = \frac{1}{2\pi L_1} \sqrt{(R_1 R_2)} = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\left(\frac{g_{22}}{R_{g1} R_{g2} g_{11}}\right)} \qquad (28)$$

se obtiene el máximo factor Q de la autoinducción simulada:

$$Q_{Lmax} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{R_{g1} R_{g2} g_{11} g_{22}}\right)} . \qquad (29)$$

El factor Q de una autoinducción bobinada varía con la frecuencia de una forma similar a la indicada. Una autoinducción realizada con un circuito integrado TCA580 cargado capacitivamente tiene la ventaja de que la frecuencia para la que el factor Q es máximo puede ser ajustada dentro de ciertos límites, eligiendo adecuadamente los valores de R_g y C.

Factor Q del girador

La frecuencia de resonancia del circuito terminado simétricamente de la figura 27 está dada por la expresión:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi C \sqrt{(R_{g1} R_{g2})}} . \qquad (30)$$

Comparando esta ecuación con la ecuación (28) se observa que si $g_{11} = g_{22}$, entonces:

$$f_{res} = f^* .$$

Así pues, el máximo factor Q y la frecuencia de resonancia coinciden cuando la entrada y la salida de un girador de resistencia simétrica están terminadas por la misma capacidad.

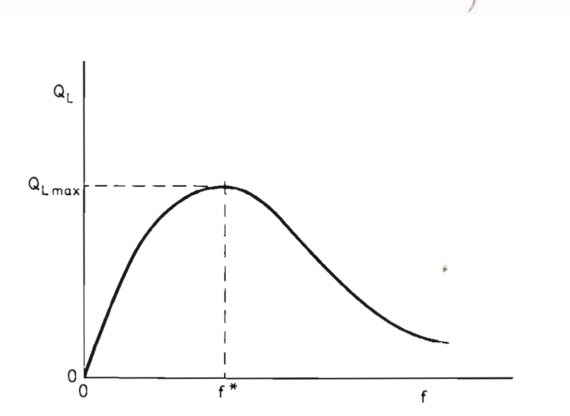


Figura 26. Factor Q en función de la frecuencia en la figura 25.

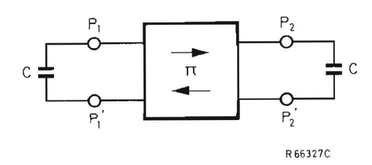


Figura 27. Circuito sintonizado en paralelo que utiliza un girador.

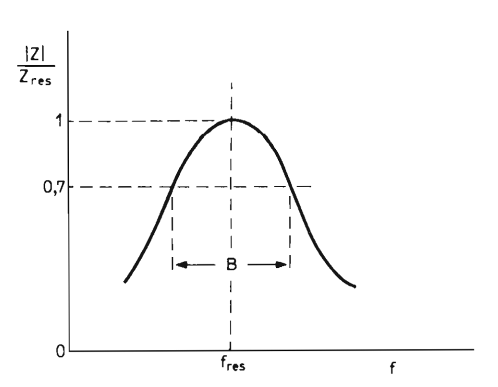
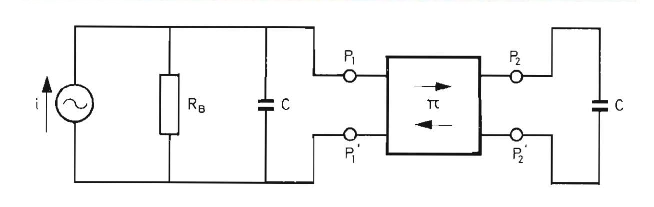


Figura 28. Curva de resonancia de un circuito resonante en paralelo.



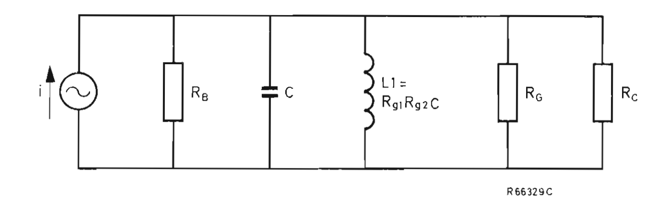


Figura 29. Circuito girador sintonizado con pérdidas exteriores y su circuito equivalente para frecuencias medias.

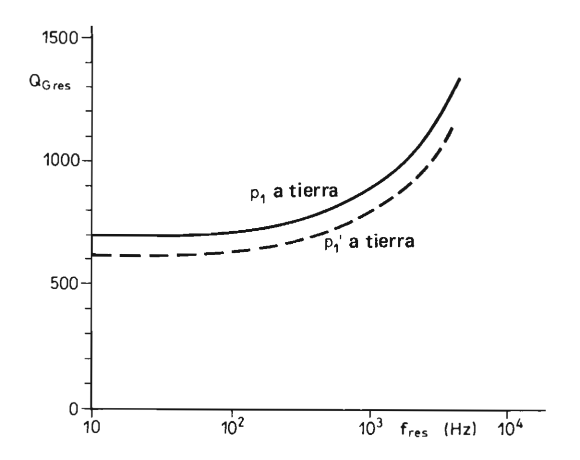


Figura 30. Factor Q del TCA580 en función de la frecuencia.

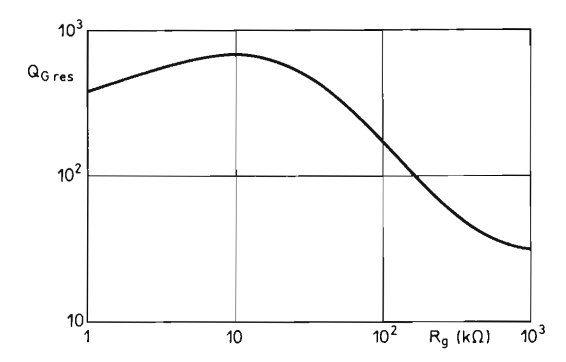


Figura 31. Ejemplo del factor Q del TCA580 en función de R_g. $R_{g1} = R_{g2} = R_g$; $f_{res} = 200$ Hz; $C_1 = C_2 = 1/(2\,\pi f_{res} R_g)$; $V_1 = 1{,}6$ V (pico).

En adelante, Q_{Gres} es el factor Q del girador (con condensadores sin pérdidas). Para el girador de resistencia simétrica:

$$Q_{Gres} = Q_{Lmax}. \tag{31}$$

Q_{Gres} es por lo tanto el factor Q del circuito sintonizado en paralelo sin pérdidas de la figura 27, y puede determinarse conociendo la anchura de banda a 3 dB (B) del circuito (véase la figura 28).

El factor Q de un girador de resistencias simétricas a bajas frecuencias puede expresarse por la siguiente ecuación, derivada de las ecuaciones (29) y (31).

$$Q_{Gres} = \frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{1}{g_{11}g_{22}R_{g1}R_{g2}}\right)}.$$

El factor Q del girador es por lo tanto independiente de la frecuencia para frecuencias bajas y disminuye cuando aumenta la resistencia de giro, mientras g_{11} y g_{22} (y por lo tanto I_{PN}) permanezcan constantes.

Factor Q de trabajo

El factor Q del circuito equivalente de la figura 29 está dado por la expresión:

$$Q_W = \frac{1}{\omega_{res}L_1(1/R_B + 1/R_C + 1/R_G)} \tag{32}$$

donde: R_B representa la carga externa conectada a los terminales de entrada del girador;
R_C representa las pérdidas en el condensador;
R_G representa las pérdidas del girador.

Como $Q_{Gres} = R_G / \omega_{res} L_1$, y el ángulo de pérdidas del condensador (δ_C) es mucho menor que la unidad, con la ayuda de las ecuaciones (30) y (32) se puede escribir:

$$Q_W = \frac{1}{\frac{1}{R_B}\sqrt{(R_{g1}R_{g2})} + 2\delta_C + \frac{1}{Q_{Gres}}}.$$

Debido al elevado valor de Q_{Gres} en el TCA580 y a la disponibilidad de condensadores de bajas pérdidas, la ecuación puede simplificarse del siguiente modo:

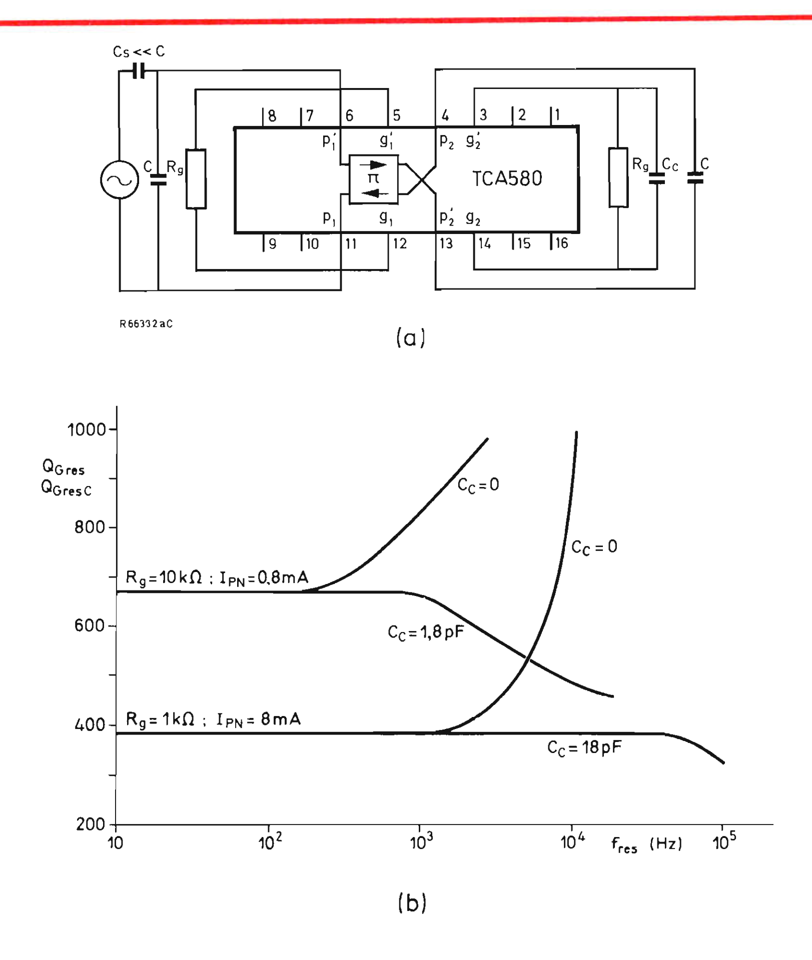
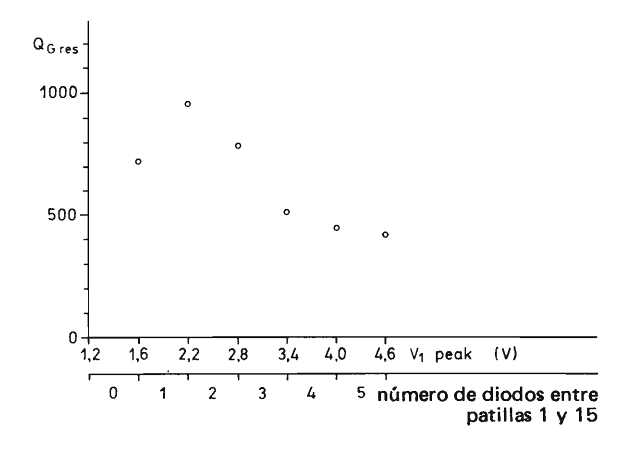


Figura 32. Factor Q en función de la frecuencia para dos valores diferentes de R_g mostrando el efecto de adición de un condensador de compensación (C_C). $V_1 = 1{,}6$ V (pico); $C = 1/(2\,\pi f_{res} R_g)$.



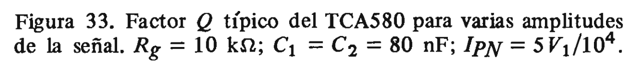


Figura 33. Factor Q típico del TCA580 para varias amplitudes de la señal. $R_g = 10$ kΩ; $C_1 = C_2 = 80$ nF; $I_{PN} = 5V_1/10^4$.

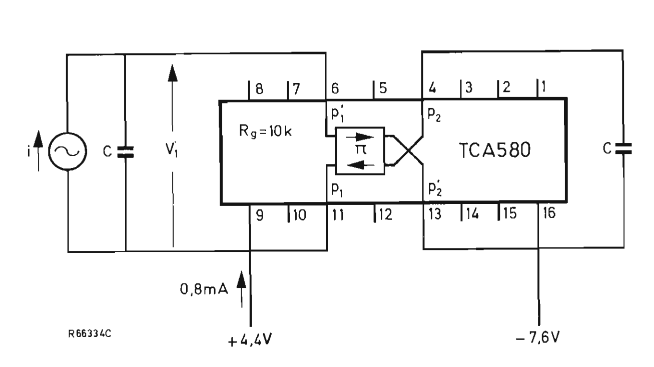


Figura 34. Circuito para medir las propiedades de una autoinducción simulada.

$$Q_W \approx \frac{R_B}{\sqrt{(R_{g1}R_{g2})}} \tag{33}$$

o, si $R_{g1} = R_{g2} = R_g$,

$$Q_W \approx \frac{R_B}{R_g}. \tag{34}$$

Así pues, a bajas frecuencias, el factor Q de trabajo está determinado principalmente por la relación entre la resistencia en paralelo con la entrada del girador y la resistencia de giro.

Influencia de la frecuencia, amplitud de la señal y tensión de alimentación en el factor Q del girador

Los desplazamientos de fase en las etapas amplificadoras diferenciales del TCA580 hacen que los elementos de la matriz del girador y_{12} e y_{21} tengan una componente imaginaria, y por lo tanto las conductancias reales de la ecuación (8) deben ser reemplazadas por cantidades complejas para que la expresión sea exacta. Esto afecta a la resonancia y Q_{Gres} aumenta con la frecuencia como muestra la figura 30.

El aumento de la frecuencia de resonancia está acompañado por un aumento del factor Q que puede hacerse infinito y negativo,y provocar la oscilación. Los giradores utilizados en filtros no están sujetos al riesgo de oscilación porque la resistencia de terminación del filtro proporciona suficiente amortiguamiento como para evitarla. El elevado factor Q negativo puede ayudar a compensar las pérdidas en otros componentes del filtro.

El margen de frecuencias del girador puede extenderse, aumentando la corriente de alimentación I_{PN} o reduciendo la resistencia de giro. El tamaño de los condensadores que serán entonces necesarios para simular una autoinducción puede estar en contra de las especificaciones de miniaturización. Por otra parte, el empleo de elevadas resistencias de giro trae como consecuencia que las capacidades dispersas tengan un efecto más pronunciado y se reduzca el factor Q.

La figura 31 muestra que una resistencia de giro de 10 kΩ representa un compromiso para el TCA580, pero como la curva cerca del máximo es bastante plana y está sujeta a tolerancias de fabricación, los valores comprendidos entre 5 y 20 kΩ dan unos resultados muy parecidos.

La figura 32 muestra la influencia de la resistencia de giro y la corriente de alimentación en el factor Q del TCA580 y su aumento con la frecuencia. La figura muestra también que el margen útil puede extenderse incluyendo un condensador de compensación (C_C) en paralelo con uno de los dos resistores.

La figura 33 muestra que el factor Q del girador puede tener valores muy elevados ($>$ 400) con amplitudes de señal elevadas, proporcionando la diferencia de potencial correcta (es decir el número de diodos adecuado) entre los terminales 1 y 15. Las variaciones del factor Q en este caso, como en el caso de las medidas representadas en la figura 31, son debidas principalmente a las variaciones de la corriente de alimentación I_{PN} (obtenida ajustando R_p). Las variaciones en las tensiones de alimentación tienen muy poca influencia en el factor Q.

Rendimiento

El rendimiento de un girador está dado por la siguiente expresión:

$$\eta = \frac{P_{1\,máx}}{P_d}.$$

$P_{1\,máx}$ es la máxima potencia "girada" y P_d es la potencia suministrada.

Si se elige el punto óptimo ($V_{PNopt} = V_{Pmín} + V_{N\,mín}$, y $R_{g1} = R_{g2} = R_g$), entonces $I_{1\,máx} = V_{1\,máx}/R_g$. Bajo estas condiciones se obtiene la expresión siguiente para un rendimiento óptimo:

$$\eta_{opt} = \frac{V_{1\,máx}^2/2R_g}{V_{PNopt}I_{PNmín}}$$

$$= \frac{V_{1\,máx}}{54 + V_{1\,máx}\left(25 + \dfrac{16 \times 10^4}{R_g}\right) + 10nV_D}$$

Si R_g es del orden de 10 kΩ y $V_{1\,máx}$ está entre 1,5 y 4,6 V, el TCA580 tendrá un rendimiento entre 1,3 y 1,7%.

Tolerancias

La frecuencia de resonancia del circuito de la figura 34 se puede expresar de la siguiente forma:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi R_g C} + \Delta f.$$

Comparando los valores medidos en un circuito con la fórmula anterior, el término de error f se comprobó que era inferior al 0,1% de la frecuencia teórica que es igual a $1/2\,\pi\,R_gC$.

El mismo circuito se utilizó para medir el efecto que tienen pequeñas variaciones de la corriente de alimentación, de la amplitud de la señal, de la temperatura ambiente y de la tensión de alimentación en la frecuencia de resonancia. Los valores de los componentes eran:

$C = 80$ nF,
$R_g = 10$ kΩ,
$V_P = 4{,}4$ V,
$V_N = -7{,}6$ V,
$I_{PN} = 0{,}8$ mA,

que dan una frecuencia de resonancia de 200 Hz.

Corriente de alimentación

Variando I_{PN} desde su valor nominal ± 0,32 mA, se produjo una variación de la frecuencia de resonancia del 1,4%. Así pues:

$$\frac{\Delta f_{res}/f_{res}}{\Delta I_{PN}/I_{PN}} = \frac{0{,}0014}{0{,}64/0{,}8} = 0{,}00175.$$

Amplitud de la señal

Se midió la frecuencia de resonancia con varios valores de $V_{1\,máx}$, todos dentro del margen comprendido entre 1,6 y 4,6 V. Enrre los terminales 1 y 15 se insertó el número apropiado de diodos y se ajustó en cada caso la tensión y la corriente de alimentación a sus valores óptimos. La desviación total de la frecuencia de resonancia fue del 0,1%.

Temperatura ambiente

Se midió una variación de 0,3% de la frecuencia de resonancia, con una variación de la temperatura ambiente de 0 a 60°C. Así pues:

$$\frac{\Delta f_{res}/f_{res}}{\Delta T_{amb}} = 0{,}005\%/°C.$$

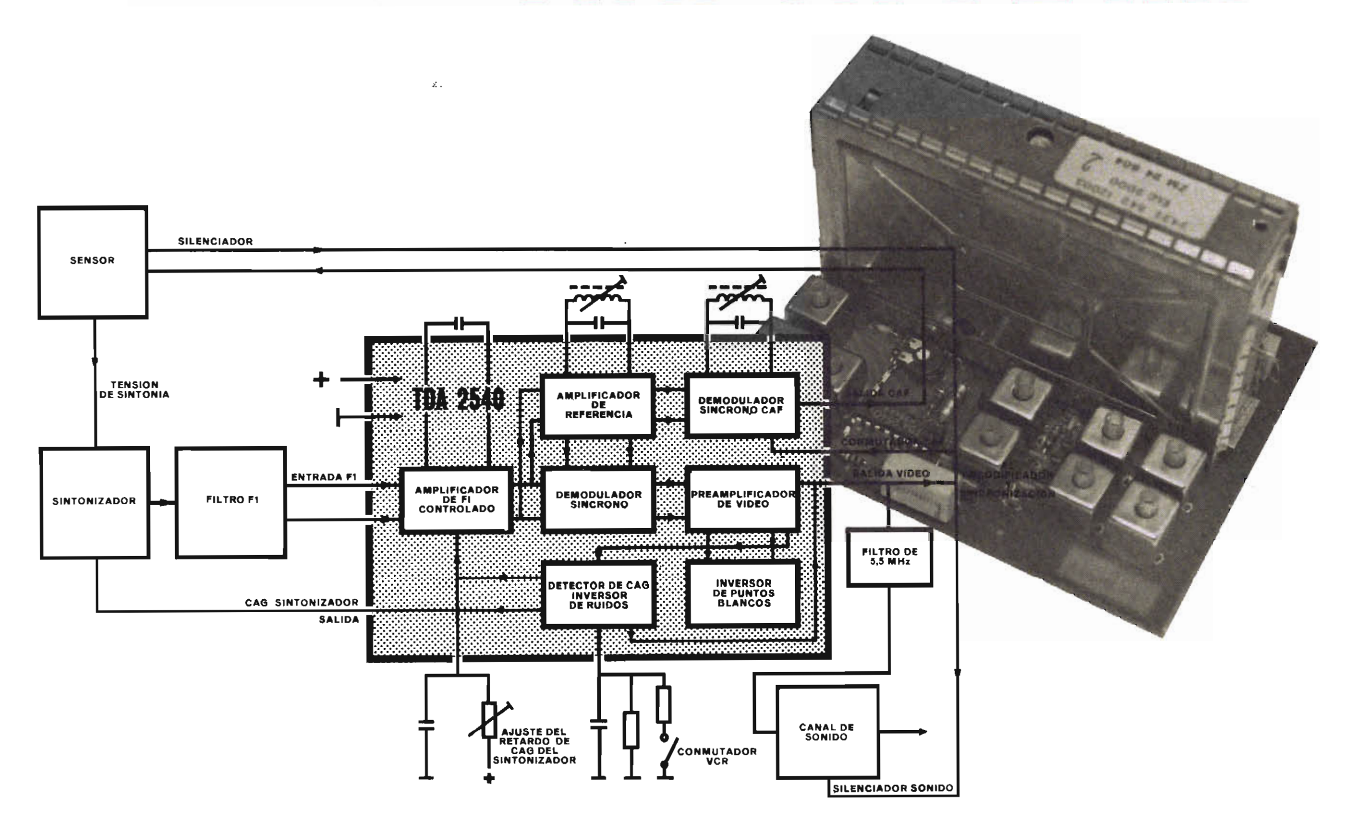
Los coeficientes de temperatura de los componentes exteriores utilizados eran de:

R_g: $+100 \times 10^{-6}$/°C; C: $-(100 \pm 50) \times 10^{-6}$/°C.

Tensión de alimentación

No fue posible detectar la dependencia de la frecuencia de resonancia con la variación de las tensiones de alimentación, manteniendo constantes los otros parámetros (incluyendo la corriente de alimentación).

Circuitos integrados para TV color
AMPLIFICADOR DE F.I.



TDA 2540

Circuito integrado monolítico que incorpora las funciones de amplificación de FI, CAF y CAG. Cubre todas las exigencias que requieren los receptores de televisión en color o en blanco y negro de gran calidad. Realiza las siguientes funciones:

- Amplificador de banda ancha para F.I. de tres etapas controladas con ganancia suficiente para acoplo directo al sintonizador.
- Demodulador síncrono
- Preamplificador de vídeo con inversor de puntos blancos e inversor de ruidos
- Control automático de ganancia (C.A.G.), con una etapa de retardo para el control de sintonizadores NPN
- Control automático de frecuencia (C. A. F.), que puede desconectarse mediante conmutador
- Conmutador para V.C.R. que permite atacar el receptor mediante señal de vídeo frecuencia

TDA 2541

- Circuito integrado monolítico que realiza las mismas funciones que el TDA 2540, pero acoplado a un sintonizador con transistores PNP.

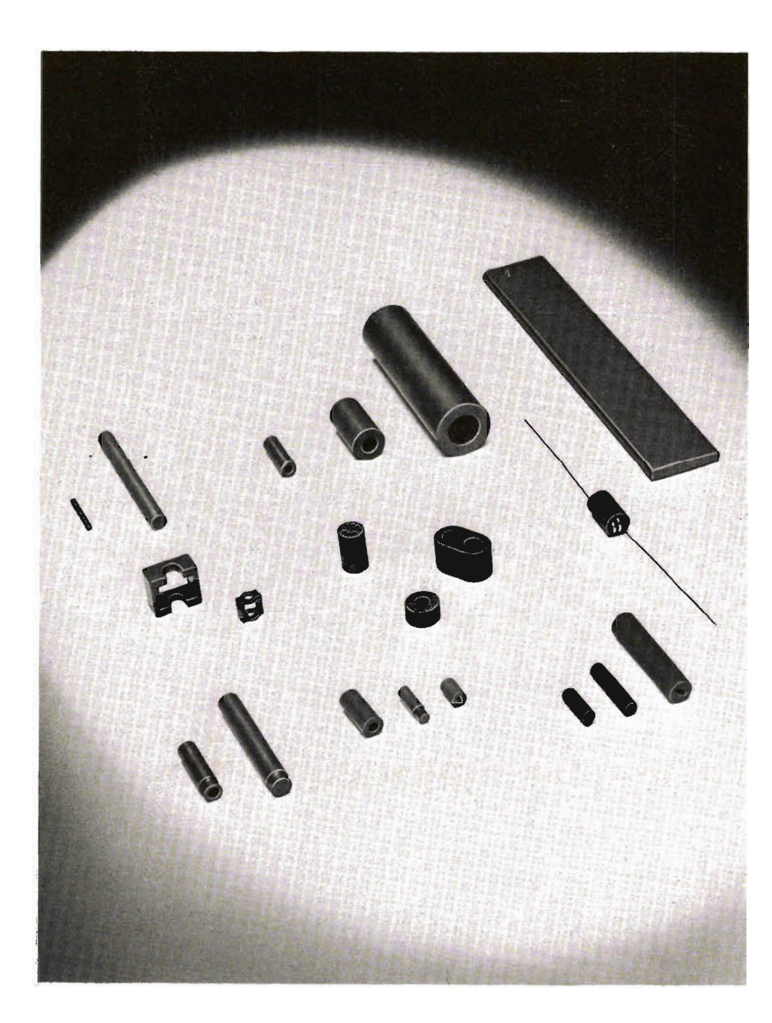
Otros circuitos integrados para televisión en color

TDA 2522	Demodulador de color	**TDA 2600**	Desviación vertical
TDA 2530	Matriz RGB	**TDA 2610**	Salida de audio
TDA 2560	Control de luminancia y crominancia	**TDA 2620**	Tacto-selector
TDA 2590	Procesador de señal y oscilador de línea	**TDA 2630**	Tacto-selector
TDA 2640	Control fuente de alimentación conmutada	**TDA 2631**	Tacto-selector

Materiales de ferrita y polvo de hierro

PARA APLICACIONES DE RADIO, AUDIO Y TELEVISION

Además de la amplia gama de grados y dimensiones disponibles, todos ellos de fabricación nacional, existe la posibilidad de crear el producto adecuado a sus necesidades.



Los productos de esta gama se presentan en distintas ejecuciones de acuerdo a su aplicación:

- tubos
- varillas
- cuentas
- núcleos roscados
- marcos
- barras de antena

Para ampliar información, solicite nuestro catálogo "MATERIALES DE FERRITA Y POLVO DE HIERRO"

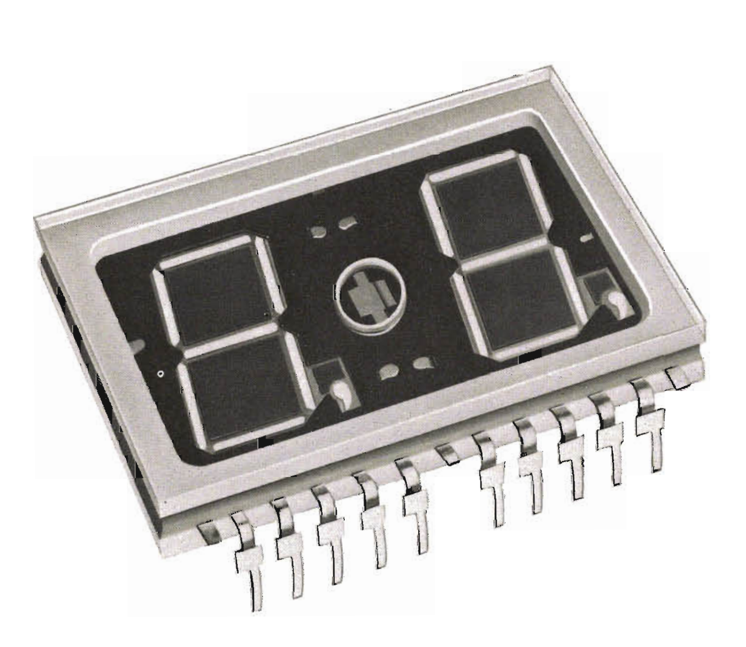

COPRESA
comercializa
en España
el microprocesador 2650
de
signetics
PIP
2650

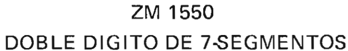
REVISTA "Miniwatt"

Vol. 17-Núm. 3 MARZO 1978 50 Ptas.

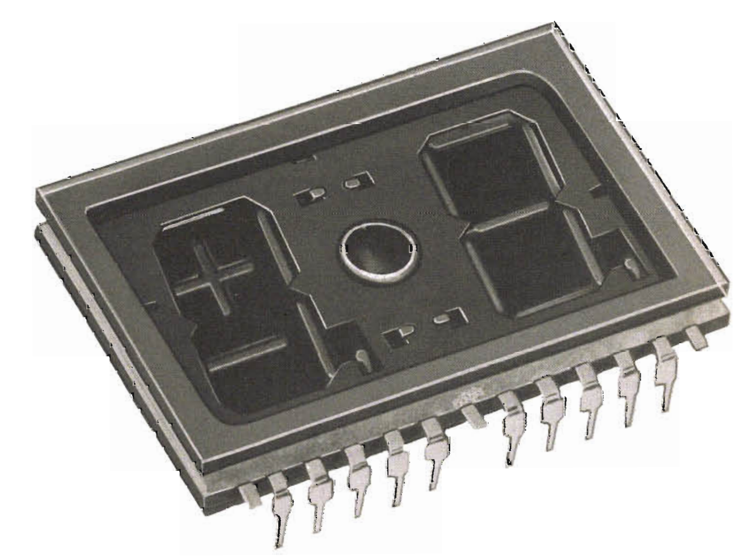


NUEVOS INDICADORES NUMERICOS DE GAS DE SIETE-SEGMENTOS





ZM 1550
DOBLE DIGITO DE 7-SEGMENTOS



ZM1551
UN DIGITO Y MEDIO (+/– Y 7-SEGMENTOS)

Los indicadores numéricos dobles de descarga de gas se caracterizan por una gran luminosidad del número, nitidez y gran visibilidad, con posibilidad de lectura, hasta 5 m. Sus patillas en DIL ("dual in line") permiten la colocación directa en la placa de circuito impreso. Son de una elevada fiabilidad.

Las cifras aparecen en color naranja, pero pueden utilizarse además filtros de diferentes colores (amarillo, verde, rojo, magenta).

Estos indicadores numéricos pueden ser excitados directamente por los circuitos NE584 y NE585 de Signetics. Se puede utilizar la tensión de red rectificada para la alimentación del ánodo, con lo cual se elimina la necesidad de un transformador reductor.

Por todo ello y por su interesante precio, los nuevos indicadores numéricos ZM1550 y ZM1551 son adecuados para equipos que se hallan en lugares muy iluminados sin menoscabo de la visibilidad de las cifras.

Características

Altura dígito	15 mm
Tensión ignición	165 V
Intensidad luminosa segmento	10 mCd/mA
Tensión nominal funcionamiento	150 V
Tensión mantenimiento	
para I segmento = 0,5 mA	137 V
para I segmento = 1,0 mA	149 V
Corriente cátodo	
funcionamiento dinámico:	
I segmento máx.	3 mA
I segmento mín.	0,3 mA
funcionamiento estático:	
I segmento máx.	0,7 mA
I segmento mín.	0,2 mA
Temperatura funcionamiento	–50 a +100 °C

Aplicaciones

- Cajas registradoras
- Terminales de punto de venta
- Terminales de banco
- Máquinas de pesaje
- Balanzas
- Distribuidores de billetes
- Hornos microondas
- Relojes
- Equipos de medida y control

REVISTA   VOLUMEN 17 - Número 3

El control electrónico de la temperatura no es ninguna novedad: controles todo o nada y de fase para calefactores domésticos han sido ampliamente utilizados para sustituir a controles electromecánicos. Sin embargo, tanto el control todo o nada como el de fase tienen sus inconvenientes; el control de fase produce interferencias de radiofrecuencia e introduce transitorios en la red, mientras que la histéresis necesaria en los controles todo o nada para evitar oscilación de la salida hace imposible un control preciso de la temperatura.
El control proporcional en tiempo, con conmutación durante el cruce por cero, elimina estos inconvenientes, consiguiendo un control preciso de la temperatura y sin interferencias de radiofrecuencia ni transitorios en la red. El circuito integrado TDA1023 ha sido diseñado para proporcionar un control proporcional en tiempo utilizando un mínimo de componentes adicionales. Incorpora medios para conseguir un funcionamiento de seguridad y un control de la temperatura preciso dentro del margen de 5 a 35° C. El TDA1023 puede ser utilizado también satisfactoriamente como regulador de potencia de los elementos calefactores de cocinas eléctricas.

Se estudia en este artículo el empleo de transistores de alta tensión conectados en paralelo con una autoinductancia común gracias a la cual se consigue contrarrestar posibles diferencias entre transistores.

Los acelerómetros piezoeléctricos comercialmente disponibles utilizan principalmente cristal de cuarzo, y tienen un amplio margen de modulación lineal, gran robustez mecánica y unas características eléctricas estables. Sin embargo, desde hace algunos años existen materiales piezoeléctricos cerámicos (cerámica PXE) que presentan sobresalientes propiedades como transductores entre energía mecánica y eléctrica. Estos transductores son más sensibles y menos caros que los de cuarzo. Además, el circuito necesario para la evaluación de la señal es menos complicado, en consecuencia menos caro. Estas ventajas sobrepasan la desventaja de su menor estabilidad de características que restringe algo el margen de funcionamiento de los sensores de PXE.

REVISTA Miniwatt

PUBLICACION DE APLICACIONES ELECTRONICAS

DIRECCION: Luis Roiz Noriega. EDICION: Juan Garriga Pujol. REDACCION: María Dolores Forns-Samso. DELINEACION Y COMPAGINACION: Victoria Campillo Grau. SUSCRIPCION: Rosa María Torres.

PUBLICADA POR
COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números) . . . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . . . . 30 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR . . . . 50 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61

GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

CONTROLES DE TEMPERATURA PROPORCIONALES EN TIEMPO

El control electrónico de la temperatura no es ninguna novedad: controles todo o nada y de fase para calefactores domésticos han sido ampliamente utilizados para sustituir a controles electromecánicos. Sin embargo, tanto el control todo o nada como el de fase tienen sus inconvenientes; el control de fase produce interferencias de radiofrecuencia e introduce transitorios en la red, mientras que la histéresis necesaria en los controles todo o nada para evitar oscilación de la salida hace imposible un control preciso de la temperatura.
El control proporcional en tiempo, con conmutación durante el cruce por cero, elimina estos inconvenientes, consiguiendo un control preciso de la temperatura y sin interferencias de radiofrecuencia ni transitorios en la red. El circuito integrado TDA1023 ha sido diseñado para proporcionar un control proporcional en tiempo utilizando un mínimo de componentes adicionales. Incorpora medios para conseguir un funcionamiento de seguridad y un control de la temperatura preciso dentro del margen de 5 a 35°C.
El TDA1023 puede ser utilizado también satisfactoriamente como regulador de potencia de los elementos calefactores de cocinas eléctricas.

PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL CONTROL PROPORCIONAL EN TIEMPO

El control de fase convencional permite un control proporcional completo de la potencia disipada en la carga, pero las interrupciones rápidas de tensión y corriente producen interferencias de radiofrecuencia. Por esta razón, en muchos países está prohibida su utilización en calefactores domésticos. Los controles todo o nada con conmutación por cero evitan la generación de interferencias de radiofrecuencia y son sencillos, pero no tienen la precisión necesaria cuando se utilizan con una histéresis pequeña.

El control proporcional en tiempo combina las ventajas de la conmutación por cero con la precisión del control proporcional. Las figuras 1 y 2 muestran el principio de funcionamiento: consiste en conectar y desconectar la carga dentro de un período de tiempo fijo, de forma que la relación entre el tiempo en que permanece conectada y el que está desconectada proporciona el control proporcional. Este sistema de control puede producir oscilaciones del alumbrado: la tensión de la red puede variar ligeramente cada vez que la carga se conecta o desconecta.

El Comité Europeo para la Normalización Electrotécnica (CENELEC) ha publicado unas normas que limitan la frecuencia a la que deben conmutarse los calefactores domésticos. La tabla 1 da el período de repetición mínimo según la potencia de la carga y la tensión de la red. (Publicación del CENELEC referencia EN 50.006.)

Cuando se utiliza el control proporcional en tiempo existen tres estados de funcionamiento, a saber:

– carga desconectada;
– carga recibiendo una potencia proporcional a la diferencia entre la temperatura deseada y la existente, o sea, dentro del margen proporcional;
– carga conectada.

Es evidente que este sistema de control regulará la potencia entregada a la carga para obtener la temperatura deseada sin sobrepasarla ni caer por debajo de ella como sucede con el control todo o nada (ver figura 2). El margen mínimo dentro del cual hay control proporcional es de alrededor de 1°C, lo que corresponde a una tensión de 80 mV en la entrada del comparador. Esto permite un control extremadamente preciso de la temperatura.

Figura 1. La potencia en la carga es proporcional al factor de trabajo. Cualquier cambio en el nivel de referencia produce una variación de t_{on} y de la potencia en la carga.

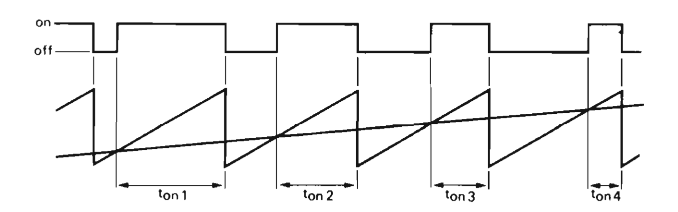


Figura 2. Un aumento de la temperatura hace aumentar la tensión de referencia, provocando una disminución del factor de trabajo y de la potencia media en la carga.

DESCRIPCION DEL CIRCUITO INTEGRADO TDA1023

El TDA1023 es un circuito integrado en cápsula DIL de 16 patillas diseñado para producir el control proporcional en tiempo de elementos calefactores domésticos. Su sistema de control proporcional permite conseguir una estabilización muy precisa de la temperatura con un mínimo de componentes exteriores. El TDA1023 es muy adecuado para el control de:

– elementos calefactores de cocinas,
– planchas eléctricas,
– calentadores de agua,
– controles industriales de temperatura, por ejemplo: baños de aceite, acondicionadores de aire, etc.

Incorpora las funciones siguientes:

– una fuente de alimentación estabilizada, que permite conexión directa a la red alterna a través de un resistor de absorción o de un condensador. Proporciona una tensión estabilizada de referencia para la red sensora de temperatura;
– un detector de cruce por cero para sincronizar los impulsos de disparo de salida con el cruce por cero de la tensión de la red. Este detector produce un impulso cuya duración está determinada por un resistor exterior centrado con el instante de cruce por cero de la tensión de red;
– un comparador con histéresis ajustable, que evita disparos espúreos de la salida. Compara la tensión de un

TABLA 1. Períodos mínimos de repetición para calentadores domésticos.

Potencia del aparato (W)	Período de repetición t_0 (s) 220 V	240 V	380 V
600	0,2	0,2	–
800	0,8	0,3	0,1
1000	2,0	1,0	0,2
1200	4,6	2,0	0,2
1400	7,0	4,3	0,2
1600	10	6,3	0,3
1800	16	8,9	0,5
2000	24	13	0,9
2200	32	17	1,3
2400	40	24	1,9
2600	–	31	2,6
2800	–	–	3,6

termistor, función de la temperatura ambiente, con la tensión proporcionada por el selector indicador de temperatura;

- un circuito de transducción de tensión para la entrada del potenciómetro. Normalmente, la variación de temperatura relativamente pequeña en una habitación (de 5 a 30°C) corresponde a un pequeño ángulo de rotación del eje del potenciómetro. Utilizando este circuito el ángulo de rotación del eje del potenciómetro es el doble para el mismo margen de temperatura;
- un circuito sensor de seguridad evita el disparo si la entrada del termistor está en cortocircuito o circuito abierto;
- una base de tiempos con una banda proporcional ajustable. Esto permite un control del 100% de la corriente de la carga dentro de un margen de temperatura de solamente un grado. Puede ser ajustado para trabajar en un margen de 5°. El período de repetición de la base de tiempo se ajusta por medio de un condensador exterior para cumplimentar las especificaciones del CENELEC concernientes a la conmutación de cargas en la red;
- un amplificador de salida con limitación de corriente de salida.Este amplificador es capaz de entregar una corriente de 200 mA como mínimo y la tensión de salida está estabilizada a 10 V mientras no se exceda el límite de corriente;
- dos separadores de entrada, para aislar el circuito de traducción de tensión y el comparador de influencias exteriores;
- un circuito puerta de control para activar la salida si hay cruce por cero, el comparador está activado (ON) y el comparador de seguridad está desactivado (OFF).

Aunque el TDA1023 ha sido diseñado específicamente para el control proporcional en tiempo, es también adecuado en aquellas aplicaciones que requieren un control todo o nada, si no se utiliza la base de tiempos. En este caso, la patilla 12 debe conectarse a masa para inhibir la base de tiempos.

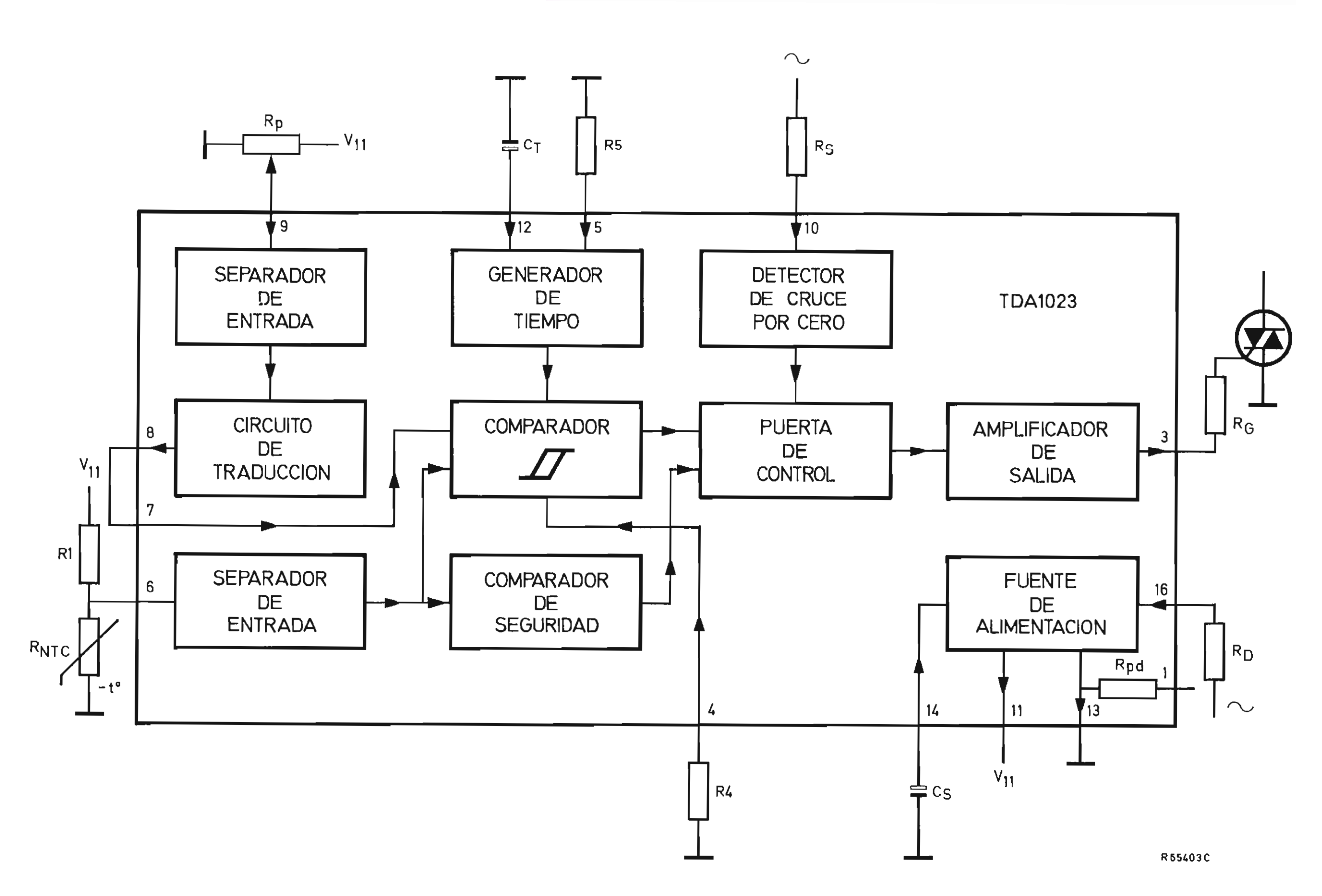


Figura 3. Diagrama de bloques del TDA1023 con los componentes exteriores necesarios.

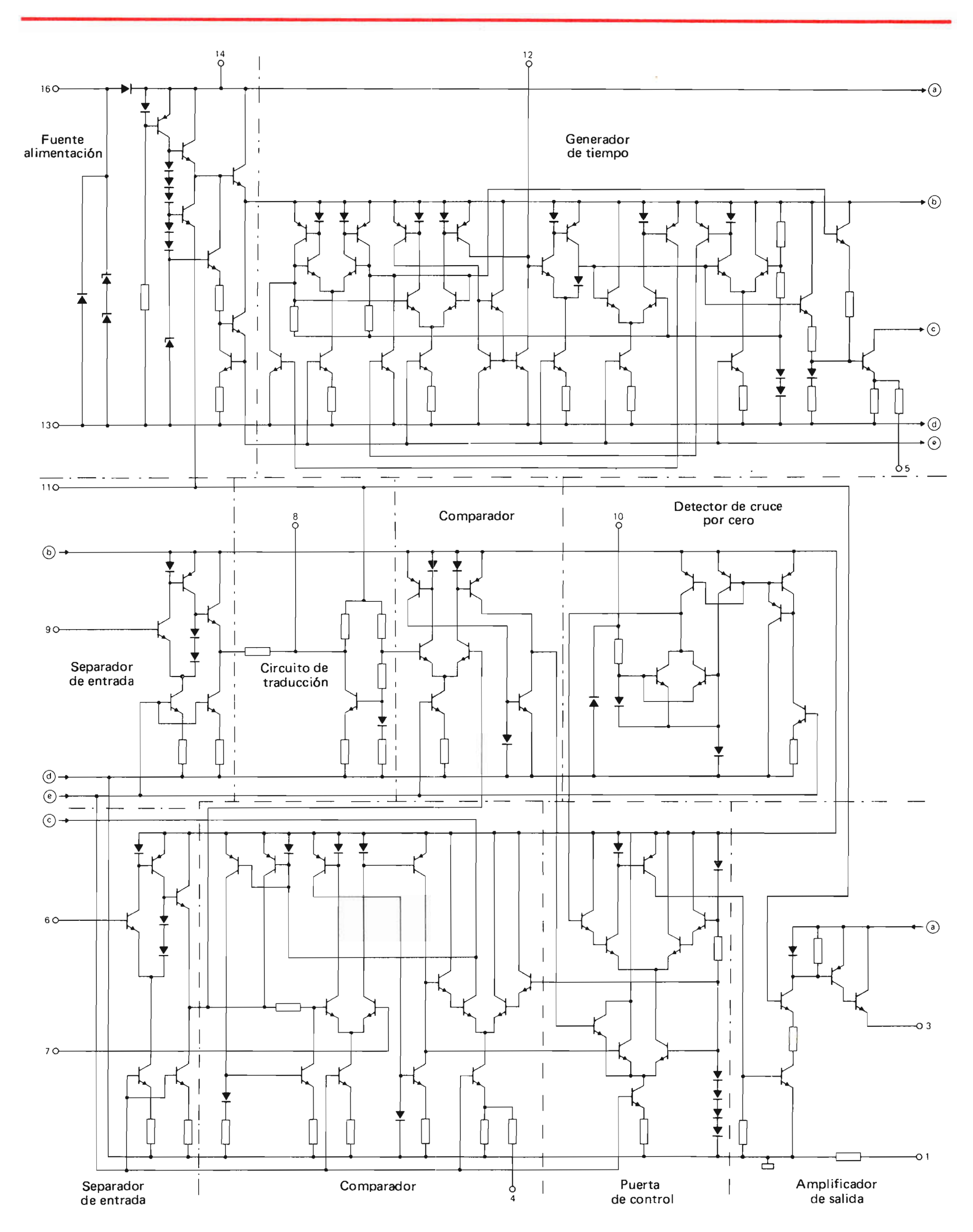


Figura 4. Esquema del circuito integrado TDA1023.

ELECCION DE LOS COMPONENTES EXTERIORES

Los componentes exteriores son necesarios para determinar las características de funcionamiento del TDA1023. En los párrafos siguientes se describe la forma de elegir éstos componentes para asegurar un buen funcionamiento aún bajo las peores condiciones.

Duración necesaria del impulso de disparo del triac

La principal ventaja del disparo en el instante preciso en que la tensión aplicada pasa por cero es que este modo de funcionamiento hace innecesaria la utilización de componentes supresores de interferencias de radiofrecuencia. Para control proporcional, puede ser necesaria la conducción continua del triac durante muchos ciclos de la alimentación de la red. Para mantener la conducción mientras la corriente de carga se acerca al punto de cruce por cero, el impulso de disparo debe durar desde el momento que la corriente en la carga disminuye al valor de la corriente de mantenimiento (I_H) del triac, hasta el momento que dicha corriente llegue al valor de la corriente de captura (I_L). En general, la corriente de captura del triac es de un 20% más elevada que la corriente de mantenimiento, de forma que la duración mínima del impulso de disparo debe ser de por lo menos el doble de lo que tarda la corriente en el triac (I_T) para aumentar de cero a la corriente de captura. (Véase la figura 5.)

La corriente que circula por el triac es función de su tensión en estado de conducción, de la resistencia de la carga y de la tensión alterna aplicada. La duración necesaria del impulso de disparo (t_p) es, por lo tanto, función de:

- la corriente de captura del triac (I_L);
- la tensión alterna aplicada ($v = V$ sen ωT);
- la resistencia de carga (R);
- la tensión en estado de conducción del triac (V_T) a la corriente I_L.

Se puede obtener la siguiente ecuación:

$$t_p = \frac{2\,(I_L R + V_T)}{dv/dt} \quad \text{para } t = 0.$$

Suponiendo que la resistencia de carga tiene una tolerancia del 5% y que la variación de la tensión de red es del 10%, la anchura mínima necesaria del impulso de disparo en el peor caso será:

$$t_{p\ mín} = \frac{2(1{,}05RI_L + V_T)}{0{,}9\omega\sqrt{2}V_S}$$

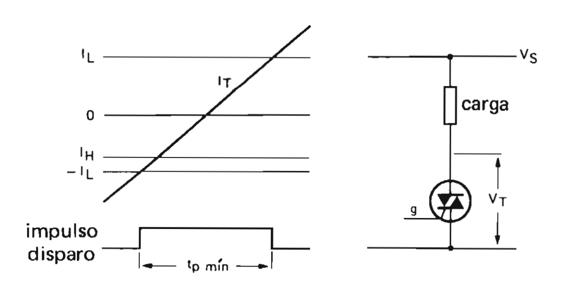


Figura 5. Definición de la duración mínima del impulso de disparo, para disparo por cruce por cero de la tensión.

siendo $R = \dfrac{V_S{}^2}{P}$, donde P es la potencia nominal del calefactor y V_S la tensión nominal de alimentación.

Utilizando esta ecuación, con valores de 30, 60, 100 y 200 mA de corriente de captura I_L del triac y una tensión máxima en conducción de 1,2 V a la corriente I_L, se han obtenido los gráficos de la figura 6. Estos gráficos muestran $t_{p\ mín}$ en función de P con I_L como parámetro, para cuatro tensiones de red normales.

Resistor de sincronización

El detector de cruce por cero utilizado para obtener la sincronización del impulso de disparo es un comparador de corriente. Compara la corriente que circula a través del resistor de sincronización (R_S) con una corriente de referencia fija interna. Cuando la tensión de alimentación pasa por cero, la corriente en el resistor de sincronización se hace menor que la corriente de referencia y se obtiene un impulso de disparo hasta que la corriente a través de R_S aumenta por encima de la corriente de referencia.

Así, pues, la duración del impulso de disparo depende de la velocidad de variación de la corriente en R_S en el punto de cruce por cero de la tensión de alimentación. Dicha velocidad de variación viene afectada por:

- la tensión alterna de alimentación;
- la frecuencia de la alimentación;
- el valor del resistor de sincronización.

La expresión general de la duración del impulso de disparo es:

$$t_p = t_p^* \times \frac{1\ \text{mA}}{I_{10}}$$

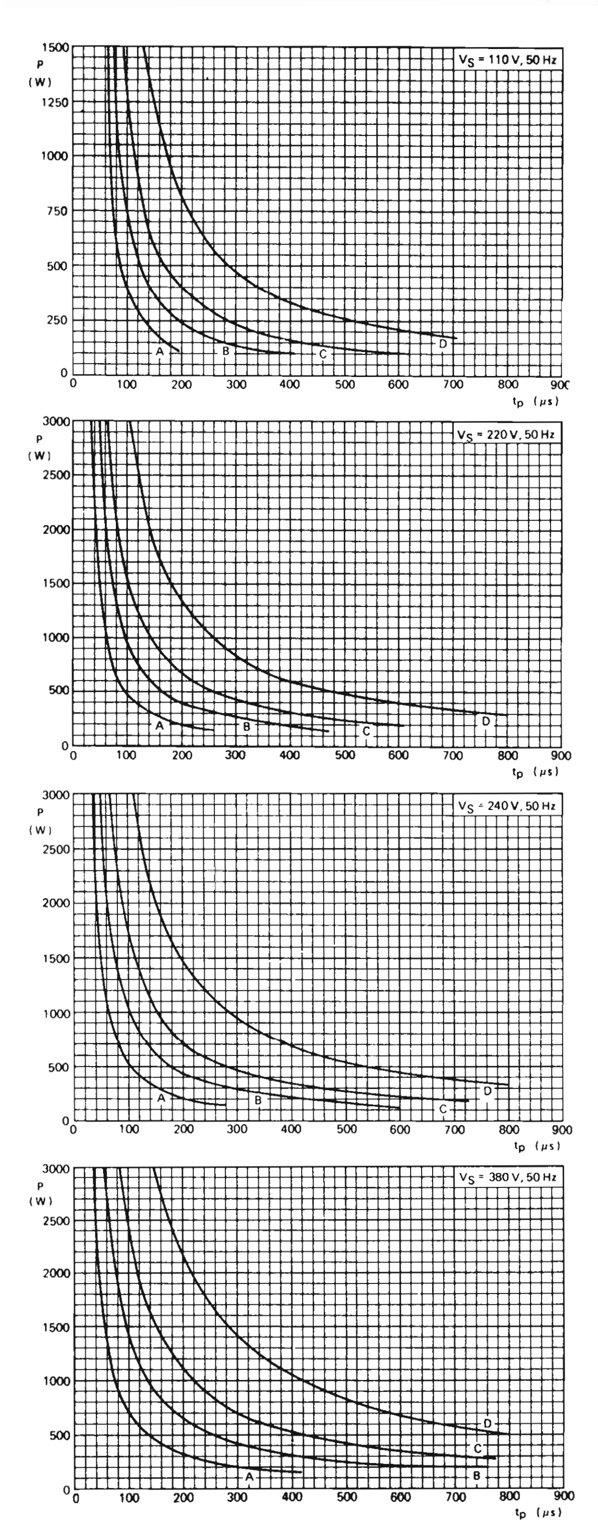


Figura 6. Duración mínima del impulso en función de la potencia conmutada, para cuatro tensiones de alimentación, con la corriente de captura como parámetro: Curva A, I_L =30 mA; curva B I_L = 60 mA; curva C, I_L =100 mA; curva D, I_L =200 mA.

donde I_{10} es la corriente eficaz que circula por el terminal 10 en mA, a 50 Hz, y t_p es la duración especificada del impulso de disparo para I_{10} = 1 mA.

Si la frecuencia de la alimentación no es de 50 Hz el valor de t_p se puede obtener multiplicando la parte de la derecha de la ecuación por el factor:

$$\frac{50}{f\ alimentación}$$

La duración mínima del impulso de disparo disponible del terminal 3 del TDA1023 que se especifica en sus características es de 100 μs con una corriente de sincronización en el terminal 10 de 1 mA a 50 Hz.

Suponiendo una tolerancia del 10% en la tensión de red y de un 5% en el resistor de sincronización, la duración mínima del impulso de disparo en el peor de los casos con el circuito TDA1023 es de:

$$t_{p\ mín} = 0,1\ \frac{0,95R_S}{1,1V_S}\ \mu s.$$

Esto, no obstante, no es cierto porque se requiere un impulso más largo cuando la velocidad de variación de la corriente en el triac es menor, es decir, cuando la tensión aplicada es mínima y el impulso debido a R_S es mínimo (ver figura 5). El verdadero caso peor ocurre, por lo

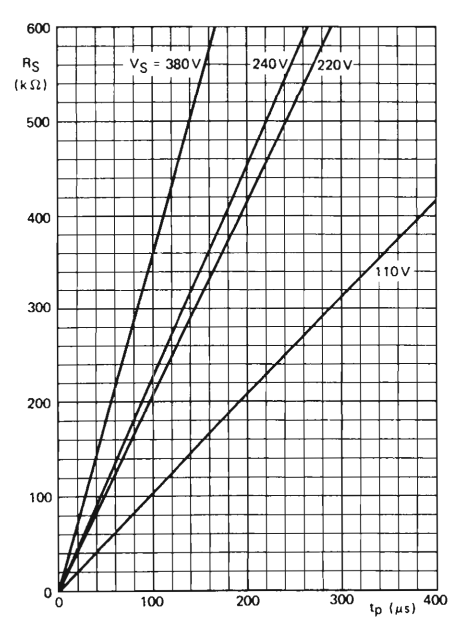


Figura 7. Valores del resistor de sincronización en función de la duración del impulso de disparo, con la tensión alterna aplicada como parámetro.

tanto, cuando la tensión aplicada es mínima y el impulso debido a R_S es también mínimo. Viene dado por:

$$t_{p\,mín} = 0{,}1 \frac{0{,}95R_S}{0{,}9V_S}\ \mu s.$$

La figura 7 muestra el valor de R_S en función de la duración necesaria del impulso de disparo, con la tensión alterna de alimentación como parámetro.

Valor del resistor de puerta

La amplitud mínima garantizada de salida del impulso de disparo en el terminal 3 es de 10 V para una corriente de salida de 200 mA. La tensión de salida es de 10 V como mínimo para todos los valores de corriente inferiores a 200 mA. La etapa de salida está protegida contra cortocircuitos por limitación de corriente cuando ésta sube por encima de 200 mA.

Aunque la corriente de salida esté limitada, es todavía ventajoso incluir un resistor en serie con la puerta en el circuito. La inclusión de este resistor para limitar la corriente de puerta al mínimo necesario reduce el consumo de corriente total y la disipación en el resistor de absorción de la red. Además, el punto en el cual se produce la limitación de corriente está sujeto a considerables variaciones entre diferentes muestras del TDA1023: el resistor de puerta reducirá este efecto en la práctica.

En la figura 8 aparece el diagrama rectangular V/I de la salida del TDA1023. Aparecen dibujadas en dicho diagrama líneas de carga correspondientes a varios resistores de puerta (incluyendo una tolerancia del 5% en el peor caso), de forma que el valor máximo del resistor de puerta puede ser elegido trazando en el diagrama líneas horizontales y verticales que representen los mínimos necesarios de corriente y tensión de puerta. El siguiente ejemplo ilustra el empleo de la figura 8.

Si el triac que debe dispararse es del tipo BT139 el impulso para un disparo seguro de los triacs de este tipo a 0°C debe cumplir los requisitos siguientes:

$I_{GT\,mín} = 72$ mA;
$V_{GT\,mín} = 1{,}6$ V.

Las líneas que representan a $V_{GT} = 1{,}6$ V y $I_3 = 72$ mA se cruzan entre las líneas de carga correspondientes a los resistores de 100 Ω y 120 Ω. Por lo tanto, el valor máximo de dicho resistor es de 100 Ω en este ejemplo.

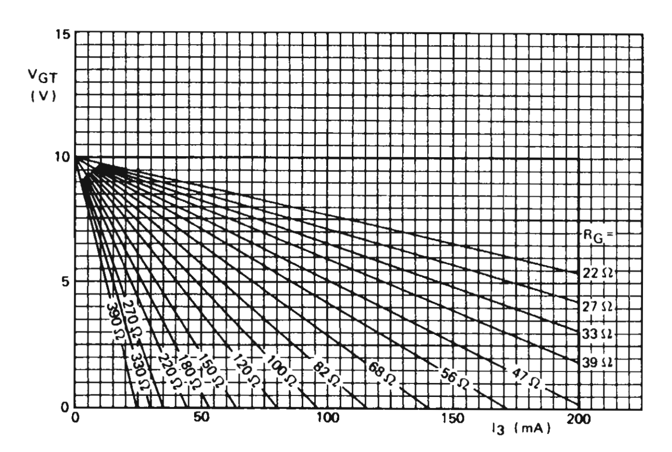


Figura 8. Tensión de puerta en función de la corriente de salida con líneas de carga correspondientes a las resistores de puerta.

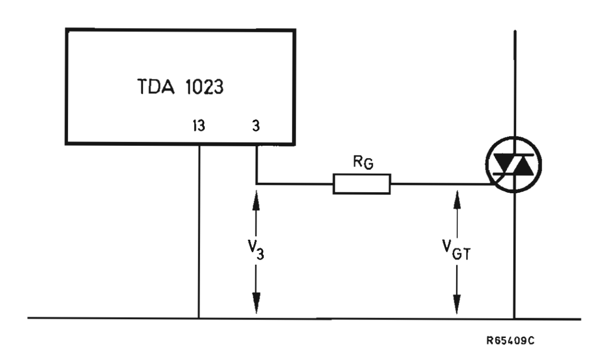


Figura 9. Inclusión de un resistor en serie con la puerta para limitar la corriente de disparo.

Si el valor del resistor de puerta tiene que ser calculado con más precisión, la figura 9 muestra que:

$$R_{G\,máx} = \frac{V_3 - V_{GT\,mín}}{1{,}05I_3}$$

donde V_3 está estabilizada a 10 V, y la tolerancia del resistor es del 5%.

Resistor de terminación de puerta R_{pd}

El TDA1023 tiene un resistor de aproximadamente 1,5 kΩ entre los terminales 1 y 13. Este resistor ha sido incluido para que actúe como carga si se utilizan triacs muy sensibles.

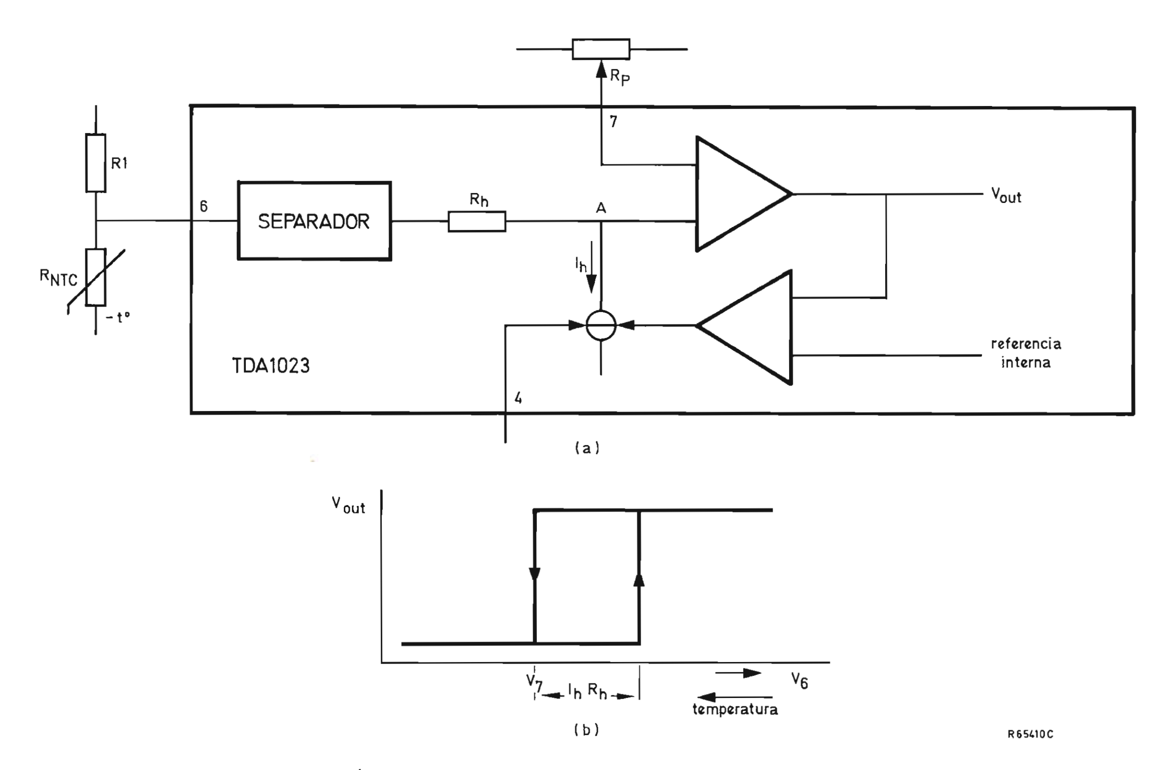


Figura 10. La histéresis incluida en el circuito (*a*) y la característica de transferencia (*b*).

Resistor de histéresis, R_4

El comparador del TDA1023 ha sido diseñado con histéresis incorporada con el fin de eliminar inestabilidades y oscilaciones de la salida que podrían producir disparos espúreos del triac. Aparte de proporcionar una salida de dos estados estables, la histéresis proporciona al comparador una mayor inmunidad al ruido y evita el disparo del triac a medias ondas.

La figura 10 muestra la aplicación de la histéresis al comparador y la característica de transferencia obtenida. El comparador cambia de estado cuando la tensión en el punto A se hace igual a la tensión de referencia, V_7. El generador de corriente I_h es activado cuando la tensión en el terminal 6 es baja. A medida que la tensión en el terminal 6 aumenta, lo que corresponde a un descenso de temperatura, la tensión en el punto A también aumenta, pero, como la corriente I_h es drenada a través de R_h, V_A es inferior a V_6 en una cantidad igual a $I_h R_h$. Para que el comparador cambie de estado, V_6 debe aumentar a un valor igual a $V_7 + I_h R_h$, que corresponde a V_a igual a V_7. En este momento el circuito cambia de estado y la corriente I_h se anula, dando como resultado un aumento de tensión en el punto A igual a $R_h I_h$. Para que el circuito vuelva a su anterior estado, la tensión V_6 debe disminuir en una cantidad igual a $I_h R_h$.

La histéresis propia del circuito es de 20 mV, que puede ser aumentada añadiendo un resistor (R_4) entre el terminal 4 y masa para aumentar la corriente I_h. Con el terminal 4 conectado a masa se obtiene una histéresis máxima de 320 mV. La tabla 2 da los valores de R_4 para distintos valores de la histéresis.

Resistor de la banda proporcional, R_5

La banda proporcional es el margen de tensión en el terminal 6 que proporciona un control del 0% al 100% de potencia en la carga. El TDA1023 tiene una banda proporcional incorporada de 80 mV correspondiente a alrededor de 1°C que puede ser aumentada mediante la adición del resistor R_5 entre el terminal 5 y masa. La máxima banda proporcional de 400 mV se obtiene cortocircuitando el terminal 5 a masa. La banda proporcional se obtiene por medio de una forma de onda triangular (figuras 11 y 12).

Si se aumenta la banda proporcional, puede ser nece-

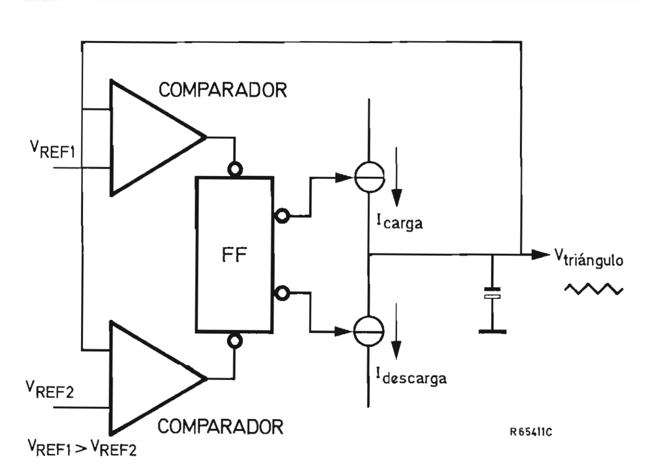


Figura 11. Generación de la forma de onda triangular de temporización utilizando las tensiones de referencia internas V_{REF1} y V_{REF2}.

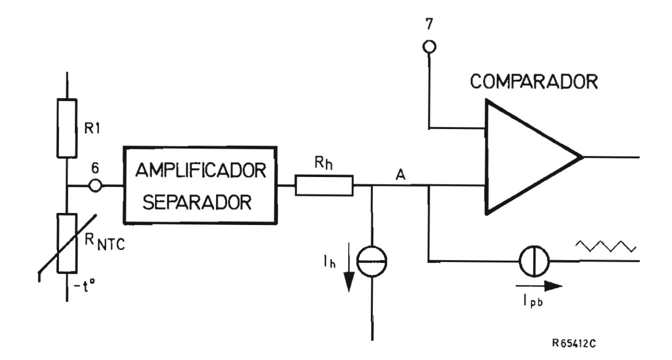


Figura 12. La banda proporcional se produce por una corriente con forma de onda triangular I_{pb}.

TABLA 2. Elección de la histéresis de acuerdo con la banda proporcional.

Banda proporcional (mV)	R_5 (kΩ)	Histéresis mín. (mV)	máx. R_4 (kΩ)
80	–	20	–
160	3,3	40	9,1
240	1,1	60	4,3
320	0,43	80	2,7
400	0	100	1,8

sario aumentar la tensión de histéresis de acuerdo con la siguiente condición:

$$V_h \geqslant \frac{V_{pb}}{4}.$$

La tabla 2 da, de acuerdo con esta condición y para diversos valores de la banda proporcional, el valor de R_5 necesario, la mínima tensión de histéresis correspondiente y el valor máximo del resistor de histéresis R_4.

Condensador de temporización C_T

El período de repetición mínimo necesario para una determinada aplicación viene dado en la tabla 1. Este período se determina eligiendo adecuadamente el valor del condensador C_T conectado entre el terminal 12 y masa. Los condensadores electrolíticos normales tienen unas tolerancias amplias (de +50% a –10%). Además su capacidad para corriente continua difiere de la marcada (para corriente alterna) normalmente en un 20% superior. Así la utilización de condensadores normales pueden dar lugar a períodos de repetición superiores a los necesarios.

Condensadores especiales

Se ha diseñado una gama de condensadores especiales para ser utilizados con el TDA1023. Tienen las siguientes ventajas:

- capacidad efectiva en c.c. conocida para cada valor marcado en c.a.,
- tolerancia de capacidad en c.c. del 20%,
- corriente de fuga muy baja (< 1 μA),
- larga vida (> 100.000 horas a 40°C).

La tabla 3 da detalles de estos condensadores. En todas las referencias a C_T que aparecen más adelante se supone la utilización de estos condensadores especiales.

TABLA 3. Condensadores especiales para ser utilizados con el TDA1023.

Valor marcado para c.a. (μF)	(V)	Valor efectivo en c.c. (μF)	Número de catálogo
47	25	68	2222 016 90129
33	40	47	2222 016 90131
22	25	33	2222 015 90102
15	40	22	2222 015 90101
10	25	15	2222 015 90099
6,8	40	10	2222 015 90098

El circuito temporizador

El TDA1023 utiliza una forma de onda triangular para temporizar. Esto tiene dos ventajas con respecto a la utilización de una forma de onda en diente de sierra convencional:

– para un determinado valor del condensador, la onda triangular proporciona doble período de repetición al del diente de sierra, lo que permite utilizar condensadores más pequeños;
– los efectos de la corriente de fuga del condensador se reducen al mínimo, reduciéndose a su vez las variaciones del período de repetición de un circuito a otro.

La figura 11 muestra la generación de la forma de onda triangular utilizando dos generadores de corriente.

Los datos publicados del TDA1023 especifican que el período de repetición es de 0,6 ± 0,2 s/μF. Los condensadores especiales tienen una tolerancia de ±20%. El valor del condensador necesario para un determinado período de repetición mínimo viene dado por:

$$0{,}8C_T = \frac{t_{0\,mín}}{0{,}4},$$

dando C_T en μF y t_0 en segundos.

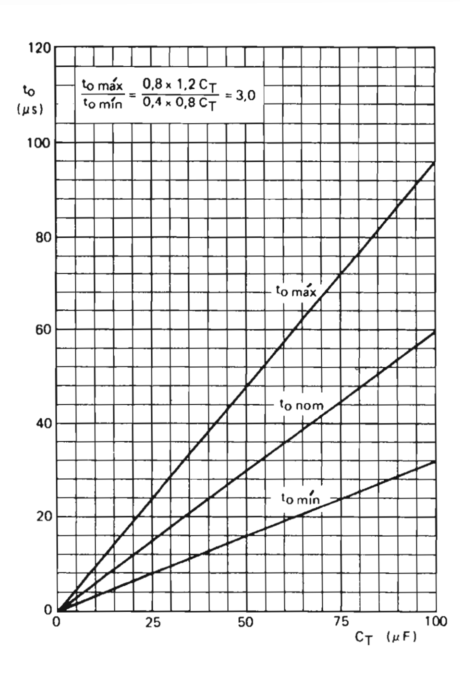


Figura 13. Período de repetición t_0 en función del condensador de temporización para valores nominales y extremos.

El valor máximo $t_{0\,máx}$, que resulta del empleo del condensador para lograr el valor $t_{0\,mín}$ necesario, puede deducirse de la fórmula:

$$t_{0\,máx} = 1{,}2C_T \times 0{,}8$$

dando C_T en μF y t_0 en segundos.

La figura 13 muestra el período de repetición en función del condensador temporizador en condiciones nominales y en el peor caso. La tabla 4 se ha obtenido de la figura 13 y da los valores preferidos mínimos de C_T (valor en c.c.) para proporcionar el mínimo tiempo de repetición necesario para cierto margen de potencias funcionando a 220 V. Se especifican también los tiempos de repetición nominal, mínimo y máximo. En el caso de potencias de 1,8 y 2 kW, el tiempo mínimo es ligeramente inferior al necesario. Sin embargo, esta situación no suele ocurrir en la práctica y si se utilizan condensadores más grandes el tiempo nominal de repetición se hace muy largo.

TABLA 4. Valores del condensador y períodos de repetición para 220 V.

Potencia del aparato (W)	t_0 (CENELEC) (s)	C_T (c.c.) (μF)	t_0 nom (s)	t_0 mín (s)	t_0 máx (s)
2000	24	68	41	22	65
1800	16	47	28	15	45
1600	10	33	20	11	32
1400	7	22	13	7	21
1200	4,6	15	9	4,8	14
1000	2	10	6	3,2	9,6
800	0,8	10	6	3,2	9,6
600	0,3	10	6	3,2	9,6

Influencia del circuito de traducción de tensión de entrada en el diseño del puente sensor de temperatura

Existen muchas maneras de disponer la red sensora de la temperatura; el circuito de la figura 14 utiliza un mínimo de componentes y tiene la ventaja de eliminar la dispersión debida a las tolerancias de potenciómetro. Cuando se han de controlar calentadores de ambiente, la variación de tensión proporcionada por un termistor N.T.C. es mucho más pequeña que la variación de tensión disponible en el potenciómetro. Esto da como resultado que el margen de temperaturas a ser controladas representa un pequeño ángulo de rotación del eje del potenciómetro. El circuito de traducción incorporado en el TDA1023 permite la utilización del 80% del ángulo de

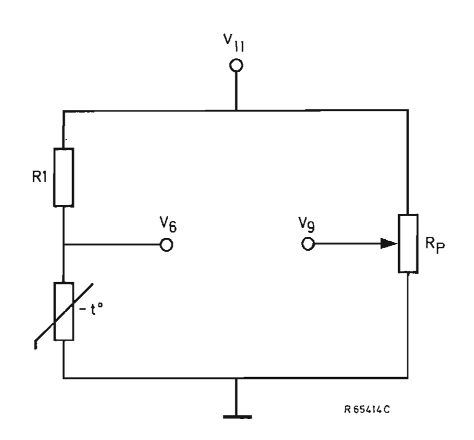
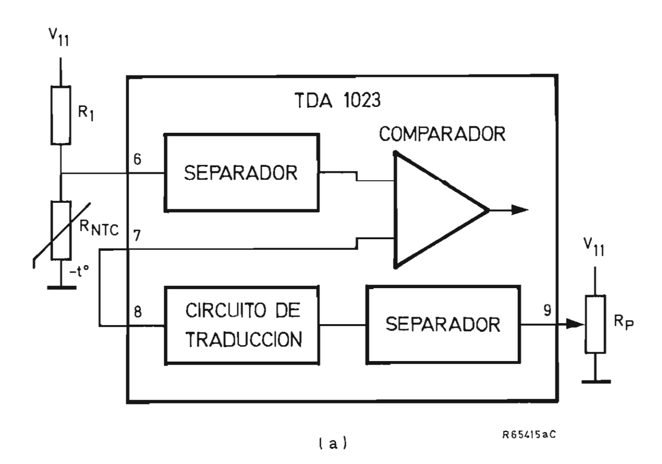


Figura 14. Circuito puente sensor de la temperatura.



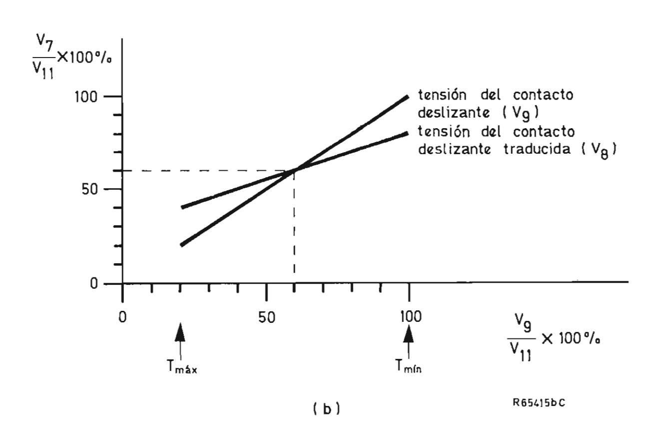


Figura 15. Circuito de traducción de tensión (*a*) y su característica de transferencia (*b*).

rotación del potenciómetro para un margen de temperaturas ambientales normal. Si no se utiliza el circuito de traducción, deben conectarse entre sí los terminales 9 y 11 para eliminar la acción del circuito.

La característica de transferencia del circuito se muestra en la figura 15. Como se utiliza solamente el 80% del potenciómetro, el punto medio del margen de tensión del contacto deslizante está en el 60% de V_{11}, lo que debe corresponder a la tensión del termistor a 20°C. De la figura 14 se obtiene:

$$\frac{V_6}{V_{11}} = \frac{R_{20}}{R_{20} + R_1} = 0{,}6$$

que da

$$R_1 = \frac{2R_{20}}{3}$$

donde R_{20} es la resistencia del termistor a 20°C.

La resistencia del termistor N.T.C. a una determinada temperatura, se obtiene mediante la fórmula:

$$R_{NTC} = A \exp (B/T)\ \Omega$$

donde $A = R_{25}/\exp(B/298)$, B es una constante que depende del tipo de N.T.C., y T es la temperatura en grados Kelvin.

Las características de un termistor N.T.C. adecuado (número de catálogo 2322 642 12223) son:

$R_{25} = 22\ k\Omega \pm 10\%$;
$B\ \ = 4200 \pm 5\%$.

Se elige un termistor con estos valores para obtener un compromiso entre un consumo de corriente bajo y la sensibilidad al ruido, ya que una impedancia elevada reduce el consumo de corriente pero aumenta la sensibilidad al ruido.

La resistencia del termistor a 20°C es, por lo tanto:

$$R_{20} = R_{25} \exp (4200/293 - 4200/298)\ \Omega$$
$$= 27{,}982\ k\Omega.$$

Esto da un valor de 18,654 kΩ para R_1. Un valor práctico es el de 18,7 kΩ ± 1%.

Limitaciones impuestas al valor del resistor R_1 por el circuito de seguridad

El TDA1023 está provisto de un dispositivo de seguridad contra los riesgos de circuito abierto y cortocircui-

to del dispositivo sensor de temperatura. En cualquiera de estas condiciones evita la generación de impulsos de disparo del triac. La presencia de cortocircuito es detectada automáticamente por el mismo circuito sensor de temperatura. Cuando la tensión de entrada del termistor es igual a cero, el triac no se dispara porque la tensión del contacto deslizante del potenciómetro será mayor. Normalmente la utilización del circuito de traducción proporciona una tensión mínima en el contacto deslizante del potenciómetro igual al 20% de V_{11}.

Para detectar la condición de circuito abierto del termistor se utiliza un comparador adicional. Este comparador de seguridad inhibe la aparición de impulsos de salida si la tensión de entrada del termistor aumenta por encima de un valor igual a 0,95 V_{11} (ver figura 16).

De acuerdo con la figura 16, el valor máximo admisible de R_{NTC} es:

$$V_{11} \frac{R_{NTC}}{R_{NTC} + R_1} < 0{,}95 V_{11}$$

de donde se obtiene que:

$$R_{NTC\,máx} < 19 R_1.$$

En condiciones normales de funcionamiento, inclusive a muy bajas temperaturas, la resistencia del termistor NTC no aumentará lo suficiente como para no cumplir la condición especificada para el valor de R_1 determinada en la sección precedente.

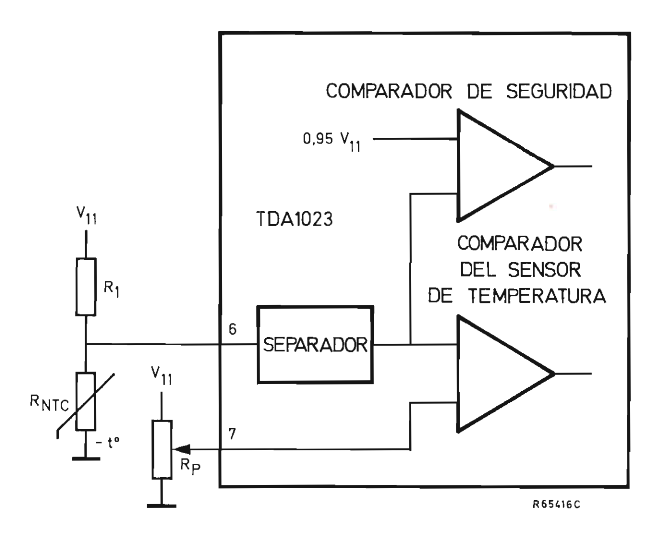


Figura 16. Se incluye un comparador adicional para proporcionar seguridad frente a la posibilidad de circuito abierto en el termistor de entrada.

Valor del potenciómetro R_P

Es conveniente mantener tan bajo como sea posible el consumo del puente sensor de temperatura para evitar excesiva disipación de potencia en los componentes del circuito de absorción de la red. Un límite razonable de la corriente en el puente es el de 1 mA. La corriente en el puente, I_{br} viene determinada por:

$$I_{br} \approx \frac{V_{11}}{R_1 + R_{NTC}} + \frac{V_{11}}{R_P}.$$

La tensión de referencia V_{11} nunca será superior a 9 V (8 V nominales). El valor máximo de I_{br} se producirá cuando R_{NTC} sea mínima, obteniéndose aproximadamente que:

$$\frac{V_{11}}{R_1} + \frac{V_{11}}{R_P} < 1 \text{ mA}.$$

Aceptando el valor de R_1 que se determinó en secciones anteriores, se encuentra que un valor adecuado para R_P es el de 22 kΩ.

Determinación de la máxima corriente media de salida

Antes de efectuar ningún cálculo relativo a la corriente de alimentación necesaria, debe determinarse la máxima corriente media de salida del TDA1023. Se suponen unas condiciones más desfavorables consistentes en una tolerancia del 5% en R_S y R_G y una variación de la red del 10%. La duración máxima especificada en los datos publicados del impulso de disparo $t_{p\,máx}$ es de 300 μs con una corriente eficaz de $I_{10} = 1$ mA a la frecuencia de 50 Hz; $V_{3\,máx}$ se especifica igual a 15 V.

La máxima corriente media de salida, $I_{3\,(av)\,máx}$, se puede determinar por medio de la ecuación:

$$I_{3(av)\,máx} = I_{3\,máx}\, t_{p\,máx}\, N$$

donde $t_{p\,máx}$ se expresa en segundos y N es el número de impulsos por segundo.

Bajo las peores condiciones, suponiendo que $V_{GT\,mín}$ del triac es igual a cero, la corriente máxima de disparo es:

$$I_{3\,máx} = \frac{V_{3\,máx}}{0{,}95 R_G}$$

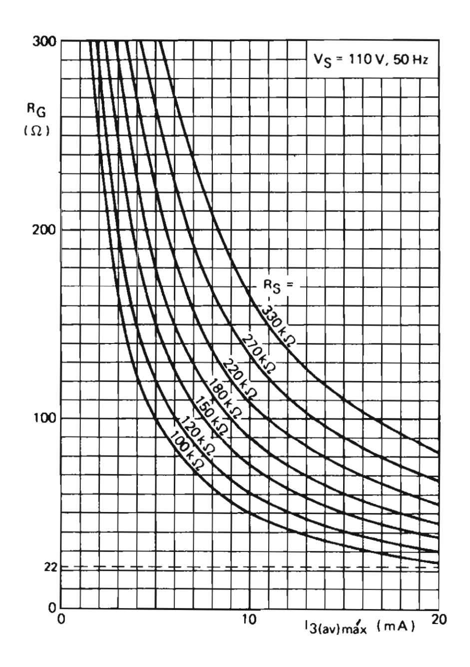
y la duración máxima del impulso a 50 Hz es:

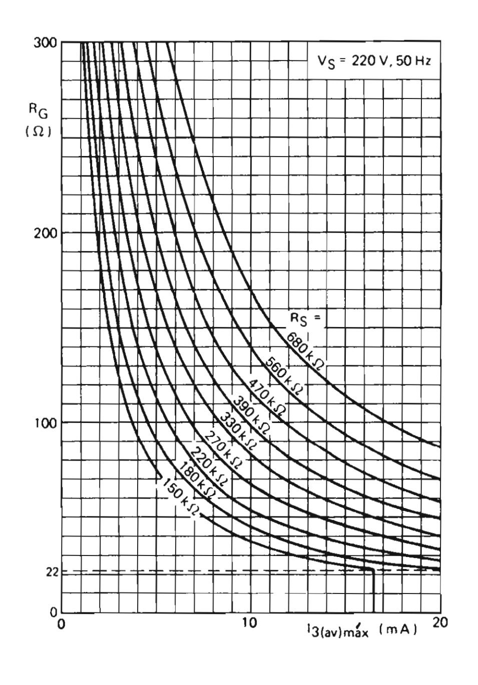
$$t_{p\,máx} = 0{,}3\ \frac{1{,}05\ R_S}{0{,}9 V_S}\ 10^{-6}\ \text{s}.$$

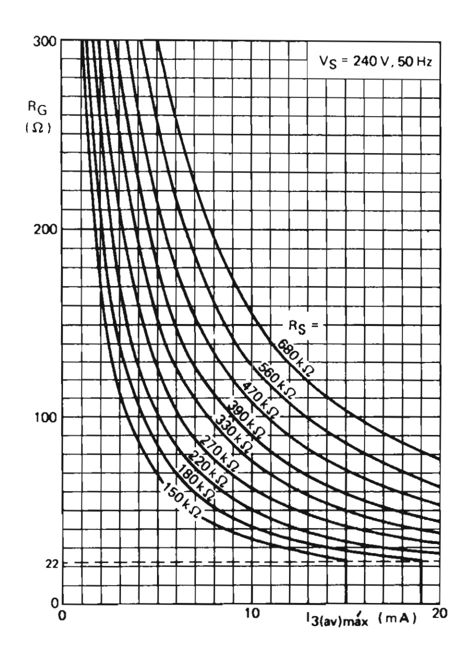
La ecuación final de $I_{3\,(av)\,máx}$ es:

$$I_{3(av)máx} = 5{,}53\ \frac{R_S}{V_S R_G}\ 10^{-4}\ \text{A}.$$

En la figura 17 se muestran los gráficos de $I_{3\,(av)\,máx}$, en función de R_G con R_S como parámetro, para cuatro tensiones de alimentación de 50 Hz. Cuando las curvas llegan al valor de 22 Ω para R_G, no hay nuevo aumento de I_3 si disminuye R_G al estar la corriente de salida limitada a 700 mA.







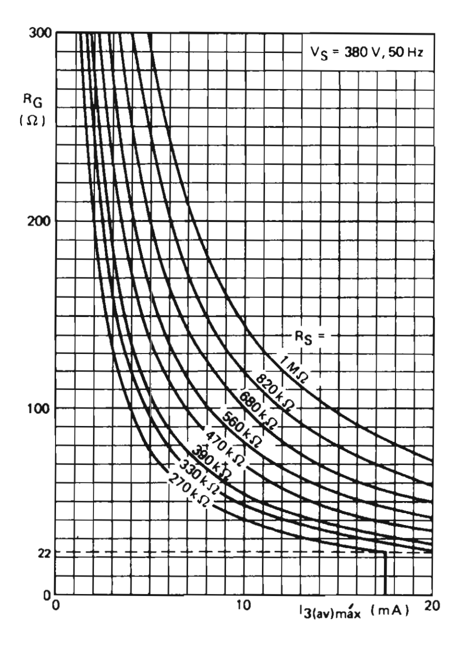


Figura 17. $I_{3(av)máx}$ en función del resistor R_G con el resistor de sincronización R_S y la tensión de red como parámetros.

Mínima corriente de alimentación necesaria I_{16}

La mínima corriente de alimentación necesaria en el terminal 16 del TDA1023 es la suma de las siguientes corrientes:

- la máxima corriente media de salida,
- la corriente drenada por el circuito externo sensor de temperatura, y
- la corriente necesaria para el circuito integrado.

La máxima corriente media de salida ha sido determinada en la sección anterior. La corriente drenada por el circuito sensor de temperatura no debe ser mayor que 1 mA.

El consumo de corriente de los circuitos internos del TDA1023 depende de la histéresis y de los ajustes de la banda proporcional y de si el circuito entrega o no impulsos de disparo. El circuito consume más corriente cuando entrega impulsos de salida. Con los terminales 4 y 5 en circuito abierto (histéresis y banda proporcional mínimas), el máximo consumo de corriente es de 6 mA, y cuando los terminales 4 y 5 están conectados a masa, el consumo de corriente aumenta en 1,1 mA. La figura 18 muestra la mínima corriente de alimentación necesaria en función de la máxima corriente media de salida para una histéresis y una banda proporcional máximas y mínimas.

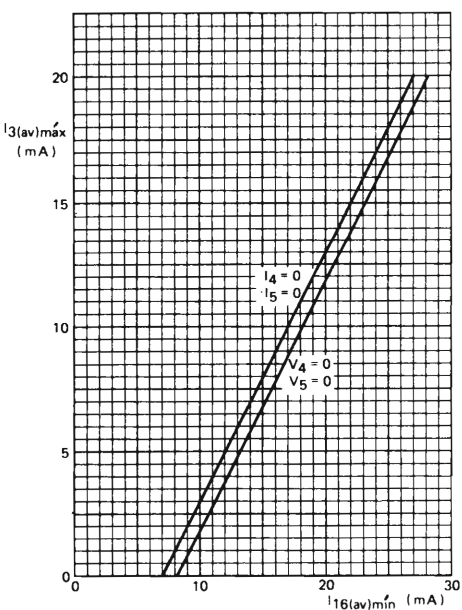


Figura 18. Mínima corriente de alimentación en función de la corriente media de disparo, con los ajustes de histéresis y banda proporcional como parámetros.

Determinación del valor del resistor de absorción de red R_d

El valor del resistor de absorción de red debe elegirse de forma que la corriente media de alimentación en el terminal 16 del TDA1023 sea por lo menos igual al mínimo necesario.

La figura 19 muestra el circuito de alimentación y la forma de onda de la tensión de red. La parte rayada corresponde a una tensión positiva a través del resistor de absorción que proporciona la corriente de alimentación.

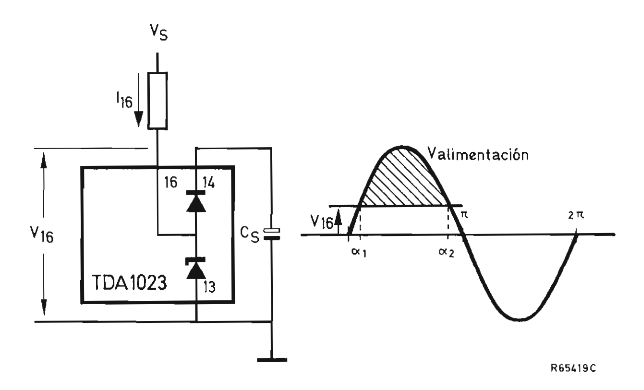


Figura 19. Circuito de alimentación y su forma de onda de tensión.

Durante el semiciclo positivo de la tensión de red, la corriente suministrada a través de R_D, es igual a:

$$I_{16(av)} = \frac{1}{2\pi} \int_{a_1}^{a_2} \frac{\sqrt{2}V_S \sin a - V_{16}}{R_D} \, da.$$

Suponiendo una variación de la tensión de red del 10%, una tolerancia máxima del 10% para R_D y un máximo de 16 V en el terminal 16, la peor condición viene dada por:

$$I_{16(av)\,mín} = \frac{1}{2\pi} \int_{a_1}^{a_2} \frac{0,9\sqrt{2}V_S \sin a - 16}{1,1R_D} \, da$$

donde $a_1 = \pi - a_2 =$ arco seno $16/(0,9\sqrt{2V_S}) =$ arco seno $12,58/V_S$. Utilizando esta ecuación se han obtenido los gráficos de la figura 20, en los que se representa $I_{16(av)\,mín}$ en función de R_D para cuatro tensiones de alimentación.

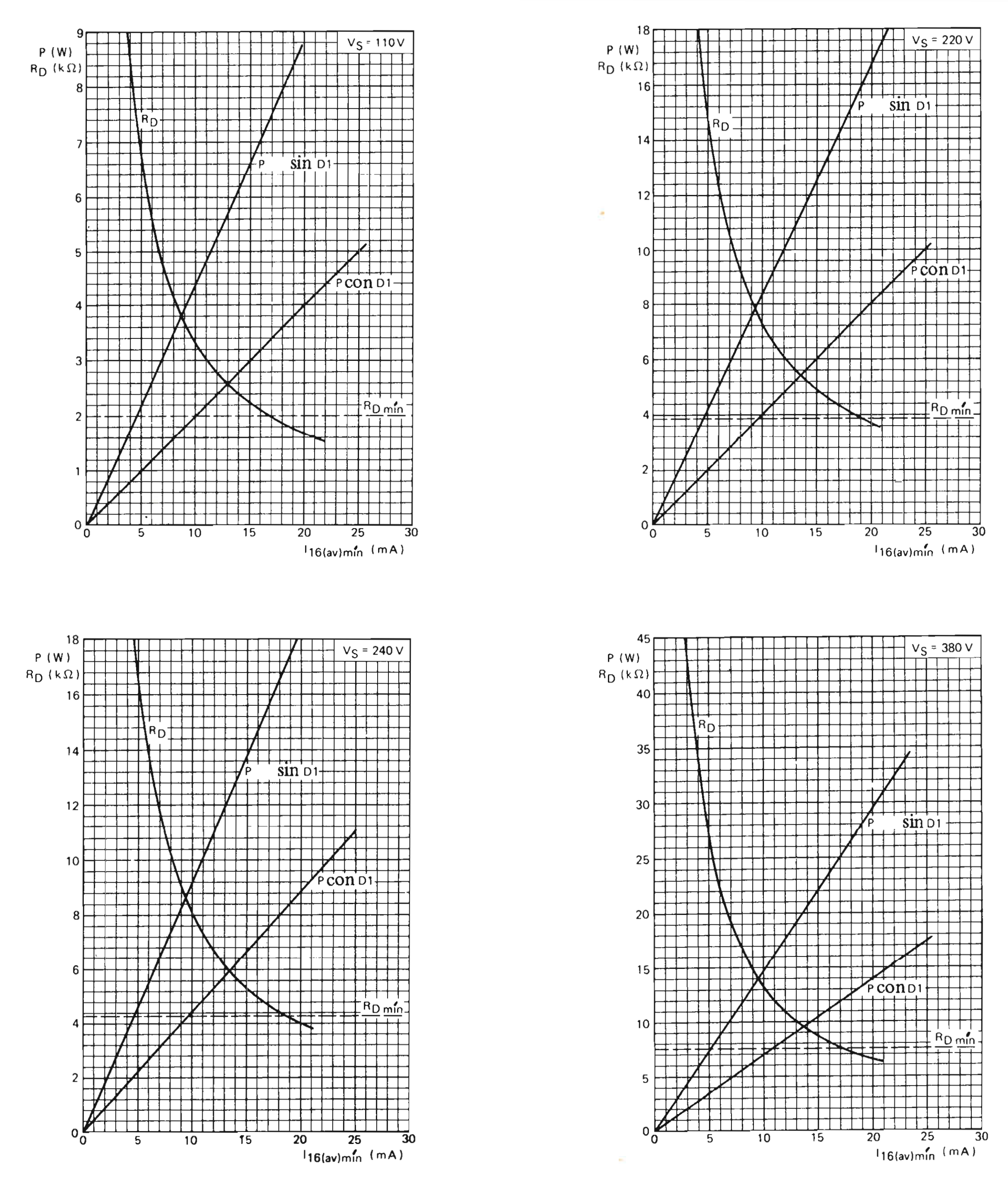


Figura 20. I_{16} *(av) mín* en función del resistor de absorción R_D, y la potencia disipada en el mismo, con o sin diodo en serie, con la tensión de alimentación como parámetro.

Valor mínimo admisible para R_D

El valor mínimo del resistor R_D viene determinado por la corriente máxima que puede circular a través del terminal 16, el valor de pico de la máxima tensión de red y la tensión mínima en el terminal 16.

Los datos publicados del TDA1023 especifican que el límite absoluto de I_{16} es:

$I_{16(av)\,máx} = 30$ mA

y $I_{16M\,máx} = 100$ mA.

La corriente del pico que circula a través del terminal 16 es:

$$I_{16\ máx} = \frac{\sqrt{2}V_S - V_{16\ mín}}{R_D}$$

Para una tensión de alimentación sinusoidal la relación entre la corriente de pico y la media del terminal 16 es:

$$\frac{I_{16\ máx}}{I_{16(av)}} = \pi.$$

Como la relación entre los límites especificados para el valor del pico y el valor medio de la corriente de alimentación es de 110/30, mayor que π, el valor mínimo de R_D es definido por $I_{16\ (av)\ máx}$:

$$R_{D\ mín} = \frac{\sqrt{2}V_{S\ máx} - V_{16\ mín}}{\pi I_{16(av)\ máx}}$$

Suponiendo una variación del 10% en la tensión de alimentación y R_D; el valor mínimo del resistor de absorción es:

$$0{,}9R_{D\ mín} = \frac{1{,}1V_S\sqrt{2} - 12{,}5}{0{,}03\pi}$$

La tabla 5 indica valores prácticos de $R_{D\ mín}$ para cuatro tensiones de red usuales.

TABLA 5. Valores prácticos del resistor de absorción.

Tensión de alimentación V_S (V)	$R_{D\ mín}$ (Ω)	Valor práctico de $R_{D\ mín}$ (kΩ)
110	1870	2,0
220	3887	3,9
240	4254	4,3
380	6821	7,5

Determinación de la potencia disipada en el resistor de absorción de red R_D

La expresión general de la potencia disipada en el resistor R_D de la figura 19 es:

$$P = \frac{V^2_{rms}}{R_D}$$

donde:

$$V^2_{rms} = \frac{1}{2\pi}\int_{a1}^{a2} (\sqrt{2}V_S \operatorname{sen} a - V_{16})^2 da + \frac{1}{2\pi}\int_{\pi}^{2\pi} (\sqrt{2}V_S \operatorname{sen} a)^2 da.$$

Si se suponen unas variaciones de tensión de alimentación del 10% y una tolerancia del 10% en R_D, la potencia máxima disipada en R_D es:

$$P_{máx} = \frac{1}{2\pi} \times \frac{1}{0{,}9R_D}\int_{a1}^{a2} (1{,}1\sqrt{2}V_S \operatorname{sen} a - 12{,}5)^2\, da + \frac{1}{2\pi} \times \frac{1}{0{,}9R_D}\int_{\pi}^{2\pi} (1{,}1\sqrt{2}V_S \operatorname{sen} a)^2\, da.$$

Se han calculado los valores de $P_{máx}$ en función de R_D para cuatro tensiones de red y los resultados se han representado gráficamente en la figura 20.

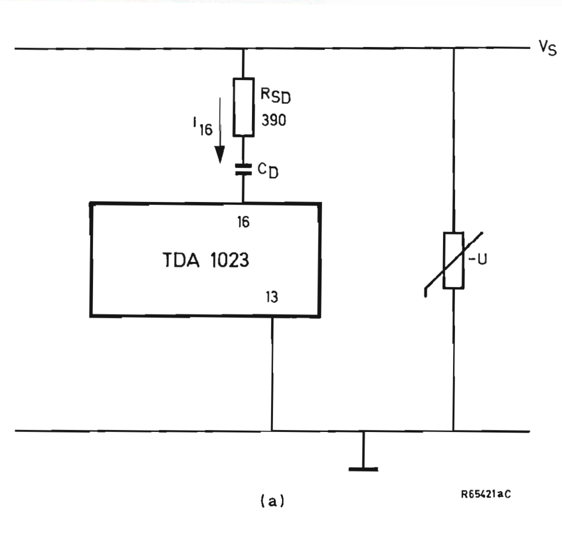
La potencia disipada en R_D puede reducirse considerablemente mediante la adición de un diodo en serie, como puede verse en la figura 23. En este caso no hay conducción a través de R_D durante el semiciclo negativo de la tensión de alimentación, obteniéndose una reducción de la potencia disipada en R_D de más del 50%. En las peores condiciones la disipación de potencia cuando se utiliza un diodo en serie con el resistor de absorción de red es igual a:

$$P_{máx} = \frac{1}{2\pi} \times \frac{1}{0{,}9R_D}\int_{a1}^{a2} (1{,}1\sqrt{2}V_S \operatorname{sen} a - 12{,}5)^2\, da.$$

Los valores de $P_{máx}$ en función de R_D, con diodo en serie, han sido también calculados y puestos en forma de gráfica en la figura 20, para permitir una comparación fácil con los valores obtenidos sin el diodo en serie.

Utilización de un condensador para reducir la disipación de potencia

Es posible sustituir el resistor de absorción de la red y el diodo en serie por un condensador (fig. 21) y reducir



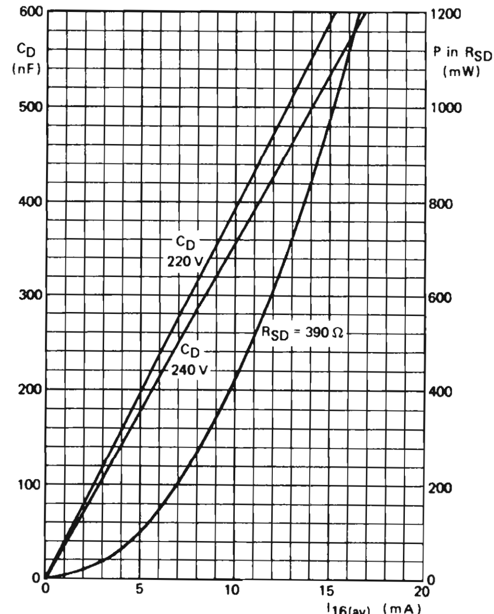


Figura 21. Empleo de un condensador para reducción de la tensión de red. El circuito aparece en (*a*) y la potencia disipada en el resistor y en el condensador en función de la corriente en el terminal 16, con la tensión de alimentación de red como parámetro, en (*b*).

todavía más la disipación de potencia en los componentes reductores de tensión. Sin embargo, con tensiones de red inferiores a 220 V, la potencia disipada en el resistor de absorción es relativamente pequeña y la utilización de un condensador no se considera necesario. Para tensiones de red superiores a 240 V, el costo adicional de un condensador de alta tensión no está justificado. Por estas razones se recomienda que la reducción de tensión capacitiva se utilice solamente con redes de tensión eficaz comprendida entre 200 y 240 V.

Cuando se elige un condensador para la reducción de la tensión de red, deben considerarse los siguientes puntos:

- la máxima tensión de c.a. especificada del condensador debe ser compatible con la tensión de la red,
- las corrientes instantáneas deben estar limitadas a menos de 2 A por medio de un resistor en serie (R_{SD}),
- deben suprimirse los transitorios procedentes de la red para limitar la corriente máxima en el terminal 16 a menos de 2 A,
- debe calcularse el valor del condensador en función de la corriente media necesaria en el terminal 16 del TDA1023, utilizando como parámetro la tensión de red. El valor máximo admisible del condensador debe calcularse de forma que, bajo las peores condiciones no se exceda la corriente máxima admisible en el terminal 16.

Supresión de los transitorios procedentes de la red

Debe conectarse un resistor dependiente de la tensión VDR en paralelo con la entrada de la red para limitar los transitorios de la red a:

$$V_{trans} = I_{16SM} \times 0{,}95 R_{SD}$$

donde $I_{16\ SM}$ es la máxima corriente de pico no repetitiva admisible a través del terminal 16 (2 A).

Para $R_{SD} = 390\ \Omega$, se obtiene una tensión transitoria máxima de 740 V aproximadamente. Con una tensión de red de 220 V, el resistor VDR tipo 2322 594 13512 limitará la tensión de red al nivel necesario durante transitorios de corriente de hasta unos 200 A. Para una tensión de red de 240 V, el resistor VDR tipo 2322 594 13912 limitará la tensión al nivel necesario durante transitorios de corriente de hasta unos 80 A.

Limitación de la corriente inicial

El resistor R_{SD} debe también limitar el valor de pico de la corriente inicial a menos de 2 A bajo las peores condiciones de funcionamiento. Con una alimentación de 240 V eficaces, el resistor de 390 Ω limitará, en el peor de los casos, la corriente inicial a:

$$\frac{240 \times 1{,}1}{0{,}95 \times 390} \sqrt{2} = 1{,}01 \text{ A}.$$

Valor del condensador de absorción

La corriente media suministrada al terminal 16 del TDA1023 a través del condensador C_D es aproximadamente igual a:

$$I_{16(av)} = \frac{1}{\pi} \frac{\sqrt{2}V_S - V_{16}}{\sqrt{\left(R_{SD}^2 + \frac{1}{\omega^2 C_D^2}\right)}}$$

Si se tienen en cuenta las tolerancias en el peor de los casos, la corriente media mínima que circula a través del condensador es:

$$I_{16(av)\,mín} = \frac{1}{\pi} \frac{0{,}9\sqrt{2}V_S - V_{16\,máx}}{\sqrt{\left\{(1{,}1R_{SD})^2 + \left(\frac{1}{0{,}9\omega C_D}\right)^2\right\}}}$$

donde $V_{16\,máx} = 16$ V y $R_{SD} = 390\ \Omega$.

Utilizando la ecuación precedente, se han calculado valores de C_D en función de la corriente media mínima necesaria en el terminal 16 para tensiones de red de 220 y 240 V eficaces. Los resultados han sido representados gráficamente en la figura 21, que permite elegir fácilmente el valor del condensador si se conoce el mínimo de la corriente media necesaria.

Valor máximo admisible del condensador C_D

El valor del condensador C_D no debe ser elegido tan grande como para que se pueda exceder el valor máximo especificado de corriente en el terminal 16. Suponiendo una tolerancia en C_D del 10% y una variación en la tensión de red del 10%, el valor máximo de C_D que puede ser utilizado viene dado por:

$$1{,}1C_{D\,máx} = \frac{\pi I_{16\,av\,máx}}{1{,}1\omega V_S\sqrt{2}}$$

donde el efecto de R_{SD} en el cálculo de $C_{D\,máx}$ es tan pequeño que puede ser despreciado. Los valores de $C_{D\,máx}$ obtenidos con esta ecuación se dan en la tabla 6.

TABLA 6. Valores prácticos del condensador de absorción.

Tensión alimentación V_S (V)	$C_{D\,máx}$ (nF)	Valor práctico de $C_{D\,máx}$ (nF)
220	797	680
240	730	680

Potencia disipada por el resistor en serie R_{SD}

La potencia disipada por el resistor de 390 Ω es:

$$P = I_{16\,rms}^2 R_{SD}$$

donde I_{16rms} es aproximadamente igual a:

$$I_{16\,rms} = \omega C_D V_S.$$

Suponiendo una tolerancia del 10% en R_{SD} y en C_D y una variación de la tensión de red del 10%, la máxima potencia disipada en peores condiciones en el resistor R_{SD} es igual a:

$$P_{máx} = 1{,}1R_{SD}(1{,}21\omega C_D V_S)^2.$$

La potencia disipada en R_{SD} ha sido representada en función de la corriente de alimentación $I_{16\,(av)}$ en la figura 21.

Condensador de filtro C_S

El condensador de filtro C_S, es necesario para proporcionar la corriente de alimentación al TDA1023 durante los semiciclos negativos de la tensión de la red. Como el TDA1023 está equipado con un estabilizador de tensión interno, se puede tolerar en el terminal 14 una elevada tensión de rizado.

El valor del condensador de filtro es igual a:

$$C_S > \frac{It}{V_R}$$

donde: I es el máximo consumo de corriente media durante el semiciclo. (No es nunca superior a 20 mA.)
t es el tiempo durante el cual se debe suministrar corriente (10 ms para redes de 50 Hz).
V_R es la máxima tensión de rizado aceptable en el terminal 14 (1 V).

Utilizando estos valores, la capacidad necesaria para C_S es de 200 μF. El valor práctico más cercano es de 220 μF, 16 V.

Protección del triac

Si el circuito reductor de la red consta del condensador C_D y el resistor R_{SD}, se debe incluir un resistor VDR en el circuito, tal como se describe en la sección que trata del empleo del condensador de absorción. Este resistor VDR protegerá también al triac contra transitorios de corriente procedentes de la red.

Sin embargo, si el circuito reductor de la red consta del resistor R_D y el diodo D_1, el resistor VDR debe conectarse directamente en paralelo con el triac, obteniéndose una protección suplementaria gracias a la resistencia en serie formada por el calefactor. Los transitorios de corriente procedentes de la red no perjudicarán al TDA1023 porque el resistor de absorción limitará la corriente a un nivel seguro.

Efecto de las tolerancias de los componentes del puente en la precisión del control de temperatura

La expresión general de la tensión entre extremos del termistor a una temperatura de T°C es:

$$V_T = \frac{R_{25} \exp \{B/(273+T) - B/298\}}{R_1 + R_{25} \exp \{B/(273+T) - B/298\}} V_{11}.$$

Para calcular los valores máximo y mínimo de V_T, se han supuesto unas tolerancias del 10% para R_{25}, del 5% para B y del 1% para R_1. La tabla 7 muestra las combinaciones de tolerancias utilizadas para calcular los valores de V_T en el peor de los casos, para temperaturas por encima y por debajo de 25°C.

Las relaciones V_6/V_{11} y V_9/V_{11}, en función de la temperatura se han representado en la figura 22 para valores de V_T nominales y extremos.

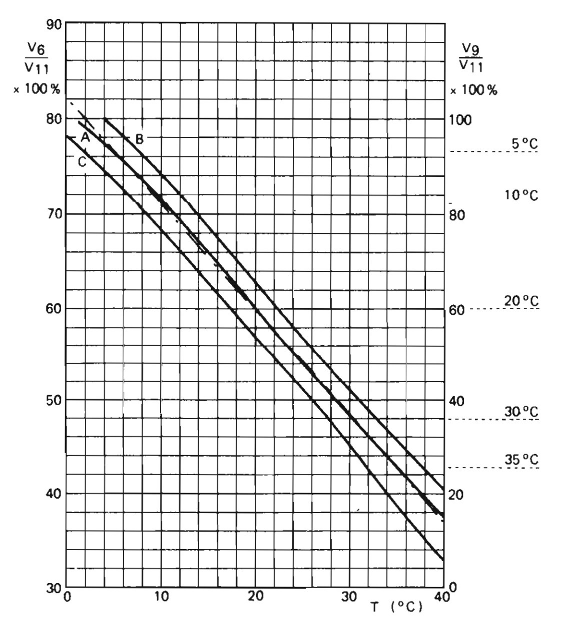


Figura 22. Valores nominales y extremos de V_6 en función de la temperatura, A =nominal, B =máximo y C=mínimo. La línea de trazos representa la función lineal ideal.

Si se supone que el potenciómetro tiene una escala de temperatura lineal, representada por la línea de trazos en la figura 22, la desviación máxima entre la temperatura real y la elegida se encuentra trazando una línea horizontal que corte a la línea de trazos a la temperatura dada. Los puntos de intersección con las curvas que representan el peor de los casos dan la máxima desviación de temperatura. La tabla 8 proporciona los errores posibles en el peor de los casos para una serie de temperaturas dentro del margen de aplicación.

TABLA 7. Combinaciones de tolerancias de los termistores para cálculos de tensión.

Temperatura	para V_T max	para V_T min
T < 25 °C	R_{25} + 10%	R_{25} − 10%
	B + 5%	B − 5%
	R_1 − 1%	R_1 + 1%
T > 25 °C	R_{25} + 10%	R_{25} − 10%
	B − 5%	B + 5%
	R_1 − 1%	R_1 + 1%

TABLA 8. Desviación máxima de la temperatura elegida.

Temperatura elegida (°C)	Desviación por encima (°C)	Desviación por debajo (°C)
5	+2,3	−3,6
10	+2,6	−2,8
14	+2,6	−2,7
20	+2,4	−2,7
26	+2,3	−2,6
30	+2,6	−2,6
35	+3,0	−3,0

Reducción del error de temperatura por medio de calibración de la escala

El error de un control de temperatura construido con los principios descritos puede ser considerado como una desviación que es posible corregir desplazando la escala del potenciómetro. La calibración de la escala se puede efectuar mejor manteniendo el termistor a una temperatura constante conocida y ajustando el potenciómetro de forma que empiecen a aparecer los impulsos de disparo. La escala se fija entonces de modo que el índice señale la temperatura conocida del termistor. Para reducir al mínimo los errores, la calibración deberá efectuarse con el termistor a 20°C (el punto medio de la escala) y con el generador de tiempo inhibido (terminal 12 conec-

tado a 0 V). Efectuando la calibración de la escala mediante esta técnica se obtiene una precisión en la temperatura de +0,2 a −0,1°C dentro de todo el margen de 10 a 30°C como se muestra en la tabla 9.

TABLA 9. Desviación máxima de la temperatura elegida.
Escala calibrada a 20°C.

Temperatura elegida (°C)	Desviación por encima (°C)	Desviación por debajo (°C)
5	−0,1	−0,9
10	+0,2	−0,1
14	+0,1	0
20	0	0
26	−0,1	+0,1
30	+0,2	+0,1
35	+0,6	+0,3

Sensibilidad del puente sensor de temperatura

Para elegir la histéresis y la banda proporcional, debe conocerse la sensibilidad de la red sensora de temperatura. Como el termistor no es un dispositivo lineal, la sensibilidad variará con la temperatura. Se muestra la red sensora en la figura 14. La tensión en el terminal 6 es igual a:

$$V_6 = \frac{A \exp(B/T)}{R_1 + A \exp(B/T)} V_{11}.$$

De donde la sensibilidad es:

$$\frac{dV_6}{dT} = \frac{-BR_1 A \exp(B/T)}{T^2\{R_1 + A \exp(B/T)\}^2} V_{11}.$$

La tabla 10, basada en esta ecuación, muestra el efecto de la sensibilidad en la histéresis y en la banda proporcional para el margen de temperatura de 10°C a 30°C.

TABLA 10. Sensibilidad de la red sensora de temperatura.
Termistor NTC; número catálogo 2322 642 12223.
Resistor: 18,7 Ω.

Temp (°C)	Sensibilidad (mV/°C)	Histéresis (°C/20 mV)	Banda prop (°C/80 mV)
10	86	0,23	0,93
15	91	0,22	0,88
20	94	0,21	0,85
25	94	0,21	0,85
30	91	0,22	0,88

EJEMPLOS DE APLICACION

El TDA1023 ha sido especialmente diseñado para el control de la temperatura ambiente utilizando calentadores eléctricos. El margen de potencia calorífica controlable va de 400 a 2000 W, aunque el límite superior puede ser aumentado mediante una elección adecuada del triac y/o su radiador. El TDA1023 puede ser también utilizado como conmutador proporcional para hornos o dispositivos similares, obteniéndose un control del 100% de la potencia disipada.

Ejemplo de diseño de control de temperatura para calentadores domésticos

La figura 23 muestra el esquema de un control proporcional en tiempo de un calefactor que utiliza el TDA1023. Como se puede economizar utilizando componentes más pequeños o de menor potencia, se describen dos versiones. La versión A, para calentadores de 400 a 1200 W, utiliza el triac BT 138 y un condensador temporizador de 15 μF; la versión B para calentadores de 1200 a 2000 W, utiliza el triac BT 139 y un condensador temporizador de 68 μF.

En la tabla 11 se encuentran los valores de los componentes necesarios para cada una de estas versiones para una alimentación de 220 V, 50 Hz. Todos los datos de la tabla 11 han sido calculados utilizando las ecuaciones indicadas en las secciones anteriores, teniendo en cuenta las peores condiciones. Como cada versión ha sido diseñada para controlar cierto margen de potencias, es evidente que ninguna es ideal para todas las potencias del margen. Si se necesita un circuito que cumpla dicho cometido debe calcularse como se ha descrito en las secciones anteriores.

En el circuito de la figura 23 se ha incluido el condensador C_1 para minimizar los efectos de cualquier interferencia captada por conductores del sensor. Esto es solamente necesario si el sensor está situado lejos del circuito de control. La histéresis y la banda proporcional en el circuito han sido diseñadas para proporcionar un resultado óptimo para el control de paneles calentadores, de forma que los terminales 4 y 5 no se conectan.

Diseño de un control de temperatura para funcionamiento a 220 V y 60 Hz con una carga de 2 kW

Para una carga de 2 kW debe usarse el triac BT139.

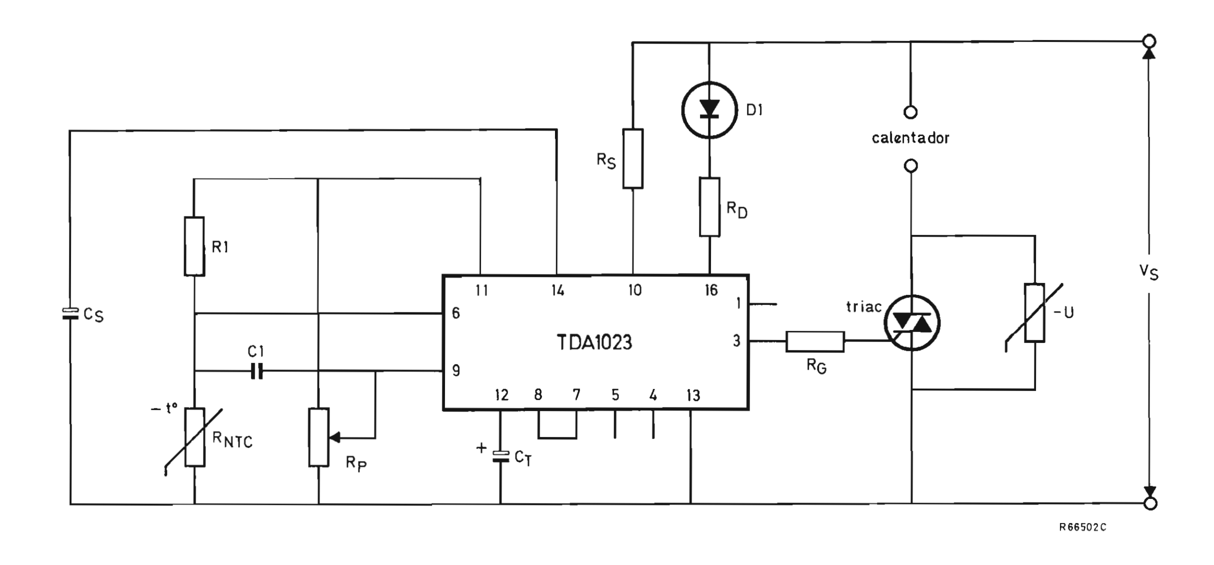


Figura 23. Esquema del circuito de un control proporcional de un calentador utilizando el TDA1023. Los valores de los componentes se dan en la tabla 11, para la red de 220 V y 50 Hz.

TABLA 11. Valores de los componentes del controlador de temperatura.

Tensión de alimentación: 220 V, 50 Hz
Versión A: Potencias de caldeo de 400 a 1200 W
Versión B: Potencias de caldeo de 1200 a 2000 W

Componente	Versión A	Versión B	Notas
triac	BT138	BT139	
VDR	350 V, 1 mA	350 V, 1 mA	N.° cat. 2322 594 13512
D_1	BYX10	BYX10	
R_1	18,7 kΩ	18,7 kΩ	1% tolerancia
R_{NTC}	R_{25} = 22 kΩ B = 4200 K	R_{25} = 22 kΩ B = 4200 K	N.° cat. 2322 642 12223
R_P	22 kΩ	22 kΩ	Potenciómetro
R_D	4,3 kΩ	6,2 kΩ	Potencia en R_D : A = 6,8 W; B = 4,8 W
R_G	110 Ω	110 Ω	
R_S	430 kΩ	180 kΩ	
C_1	47 nF	47 nF	
C_S	220 μF, 16 V	220 μF, 16 V	
C_T	15 μF (dc)	68 μF (dc)	Ver tabla 3
C_D*	680 nF	470 nF	
R_{SD}*	390 Ω	390 Ω	Potencia en R_{SD} : A = 1,2 W; B = 0,6 W

*C_D y R_{SD} son necesarios solamente si se utilizan en lugar de D_1 y R_D.

Los datos más importantes de este triac (válidos también para el BT138) son:

– I_{GT} = 72 mA } a 0°C
– V_{GT} = 1,6 V }
– I_L = 60 mA

El circuito empleado es el de la figura 23. Los terminales 4 y 5 no se conectan, ya que la histéresis y la banda proporcional proporcionan resultados óptimos.

Valor de R_S

La duración necesaria del impulso de disparo puede obtenerse de la figura 6 en función de la potencia de la carga, de la corriente de captura y de la tensión de alimentación (2000 W, 60 mA y 220 V, 50 Hz, respectivamente): $t_{p\ mín}$ = 64 µs.

De la figura 6 se obtiene el valor de R_S necesario para que la duración del impulso sea la necesaria: R_S = 135 Ω. El valor normalizado más cercano es el de 150 kΩ, que proporciona un $t_{p\ mín}$ de aproximadamente 70 µs.

Valor de R_G

El valor máximo de R_G que se puede utilizar está determinado por la mínima tensión y corriente capaz de disparar con seguridad cualquier triac del tipo citado. En la figura 8 puede verse que el punto de funcionamiento de 1,6 V y 72 mA queda entre las líneas de carga correspondientes a 100 y 120 Ω. El más bajo de estos valores, R_G = 100 Ω es el que debe ser elegido. Por cálculo, se encuentra que este resistor puede ser de 110 Ω.

Valor de C_T

Para una carga de 2 kW, el período de repetición debe ser de por lo menos 24 segundos (tabla 1). De la tabla 3 se obtiene que el valor mínimo preferido de C_T para proporcionar este período es de 68 µF. Sin embargo, debido a las diferencias de funcionamiento en condiciones de c.c. y c.a. el condensador real debe ser de 47 µF, 25 V (ver tabla 2).

Valor de R_1 y R_P

Para controlar la temperatura dentro del margen de 5 a 35°C y con un termistor de características B = 4200 y R_{25} = 22 kΩ, el valor de R_1, como se indicó anteriormente, debe ser de 18,7 kΩ ± 1%. Un valor adecuado para R_P es el de 22 kΩ.

Valor de R_D

En primer lugar debe hallarse el valor máximo de la corriente media de salida. De la figura 17 se obtiene $I_{3\ (av)\ máx}$ en función de los valores de los resistores R_S y R_G. Para este circuito $I_{3\ (av)\ máx}$ = 3,5 mA.

Una vez conocido el máximo de la corriente media de salida, se puede obtener la mínima corriente de alimentación necesaria a partir de la figura 18. Con una histéresis y una banda proporcional mínimas, el valor medio de la corriente de alimentación es de 10,5 mA.

Utilizando este valor de $I_{16\ (av)}$, el valor necesario de R_D se puede obtener de la figura 20: R_D = 6,8 kΩ. La potencia disipada en este resistor, cuando se utiliza el diodo D_1 en el circuito, es de 4,3 W.

Lista de componentes

La tabla 12 da un resumen de los valores de los componentes para un controlador de temperatura de 2 kW, 220 V y 50 Hz.

TABLA 12. Valores de los componentes del controlador de temperatura.

Tensión de alimentación: 220 V, 50 Hz
Potencia del calefactor: 2000 W

Componente	Valor/tipo	Notas.
triac	BT139	
VDR	350 V, 1 mA	Núm. cat. 2322 594 13912
D_1	BYX10	
R_1	18,7 kΩ	1% tolerancia
R_{NTC}	R_{25} = 22 kΩ B = 4200 K	Núm. cat. 2322 642 12223
R_P	22 kΩ	Potenciómetro
R_D	6,8 kΩ	Potencia en R_D = 4,3 W
R_G	110Ω	
R_S	150 kΩ	
C_1	47 nF	
C_S	220 µF, 16 V	
C_T	47 µF	Núm. cat. 2222 016 90129

Control de potencia proporcional en tiempo

El TDA1023 puede utilizarse para obtener un control proporcional de dispositivos tales como hornos eléctricos. Para ello el puente sensor de temperatura se sustituye por un potenciómetro, y entonces la potencia en la carga es proporcional al ajuste del potenciómetro (ver figura 24).

Las entradas del comparador son:

- terminal 7: la forma de onda triangular del condensador de temporización;
- terminal 6: la tensión del potenciómetro.

El control proporcional de potencia se obtiene así mientras la tensión del potenciómetro está entre los límites superior e inferior de la forma de onda triangular. A medida que el condensador temporizador se carga y descarga por generadores de corriente, la tensión entre extremos del mismo no llegará nunca a cero, y, por lo tanto, la potencia en la carga será igual a cero antes de que el potenciómetro alcance su posición mínima. De la misma forma, la potencia máxima en la carga se alcanza antes de que el potenciómetro llegue a su posición máxima.

Este efecto puede reducirse añadiendo los resistores R_1 y R_2. Para asegurar que tanto el 0% como el 100% de la potencia de la carga caen dentro de la carrera del potenciómetro, los valores R_1 y R_2 deben limitarse al 10% del valor de R_P.

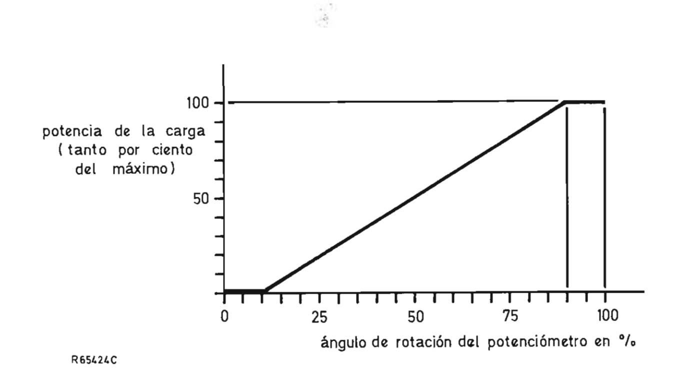


Figura 24. Potencia en la carga en función del ángulo de rotación del potenciómetro, en un regulador de potencia proporcional en tiempo.

Todos los componentes del circuito se calculan de la misma forma que para un control de temperatura, incluyendo el condensador temporizador C_T. Un ejemplo de circuito con componentes adecuados para el control de cargas de 1 a 2 kW con alimentación de 220 V, 50 Hz, se muestra en la figura 25. Los terminales 9 y 11 están cortocircuitados entre sí puesto que no se utiliza el circuito de traducción de tensión.

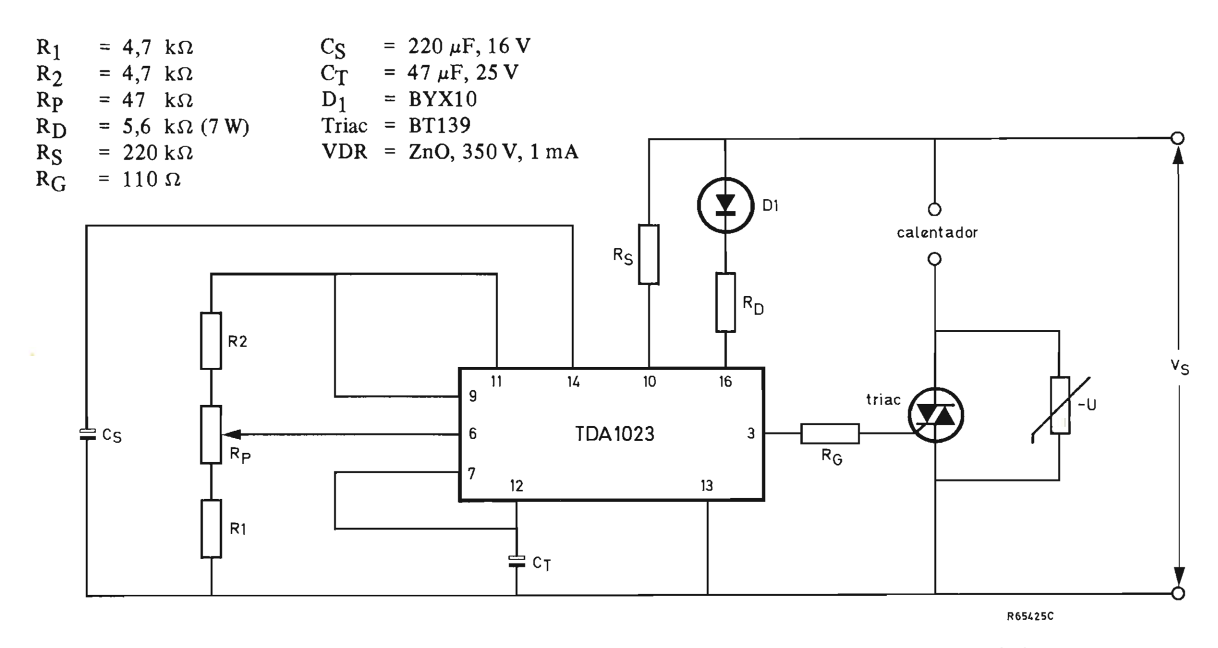


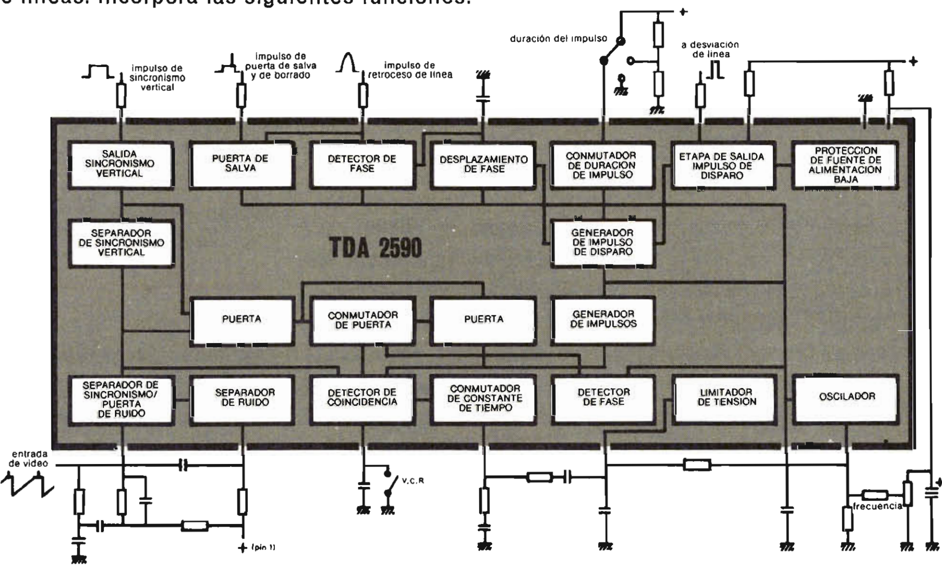
Figura 25. Circuito regulador de potencia proporcional en tiempo que utiliza el TDA1023. Los valores de los componentes son para una potencia en la carga de 2 kW y una red de 220 V, 50 Hz.

Circuitos integrados para TV color
DESVIACION HORIZONTAL Y ALIMENTACION

TDA 2590

Circuito integrado monolítico oscilador de línea para receptores de televisión en color que utilizan transistores o tiristores en la etapa de salida de líneas. Incorpora las siguientes funciones:

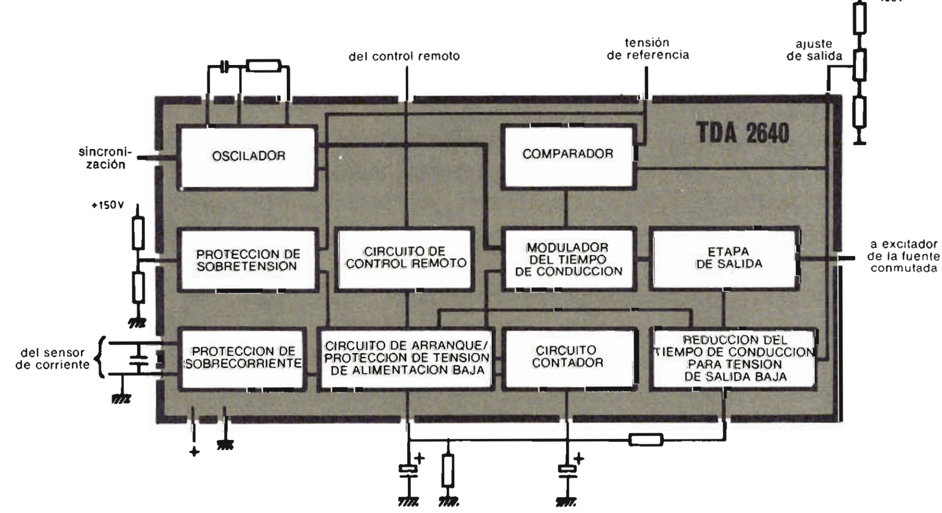
Oscilador de línea
Comparador de fase entre impulso de sincronismo y oscilador
Comparador de fase entre impulso de retroceso de línea y oscilador
Conmutador para cambiar la caracte rística del filtro y circuito puerta
Detector de coincidencia
Separador de sincronismo
Separador de ruido
Separador de sincronismo vertical
Generador de impulso puerta para separación de salva y de fijación de nivel de negro
Desfasador para la señal de salida
Conmutador para controlar la duración del impulso de salida.
Etapa de salida para atacar directamente a circuitos de desviación con tiristores



TDA 2640

Circuito integrado monolítico para control de fuentes de alimentación conmutadas (SMPS) en receptores de televisión en color o en blanco y negro. Ataca directamente al excitador del transistor de potencia e incorpora las siguientes funciones:

Circuito de arranque controlado
Protección de sobretensión y sobrecorriente
Circuito de desconexión que opera en caso de una sobrecarga continuada y/o una tensión de alimentación demasiado baja
Circuito para control remoto
Posibilidad de sincronizar su oscilador
Circuito contador



Otros circuitos integrados para televisión en color

TDA 2522	Demodulador de color	**TDA 2540/2541**	Amplificador FI	**TDA 2620**	Tacto-selector
TDA 2530	Matriz RGB	**TDA 2600**	Desviación vertical	**TDA 2630**	Tacto-selector
TDA 2560	Control de luminancia y crominancia	**TDA 2610**	Salida de audio	**TDA 2631**	Tacto-selector

CONEXION EN PARALELO DE TRANSISTORES DE ALTA TENSION

Se estudia en este artículo el empleo de transistores de alta tensión conectados en paralelo con una autoinductancia común gracias a la cual se consigue contrarrestar posibles diferencias entre transistores.

Cuando se utilizan transistores de conmutación de alta tensión, es práctica común utilizar una autoinducción en la base que determina su comportamiento en la desconexión. Esta autoinductancia L_B, retrasa la corriente de base, I_B, durante el tiempo de almacenamiento t_s. Durante t_s los portadores de carga son así eliminados por I_B, de forma que el tiempo de caída de la corriente de colector, t_f, se hace más pequeño.

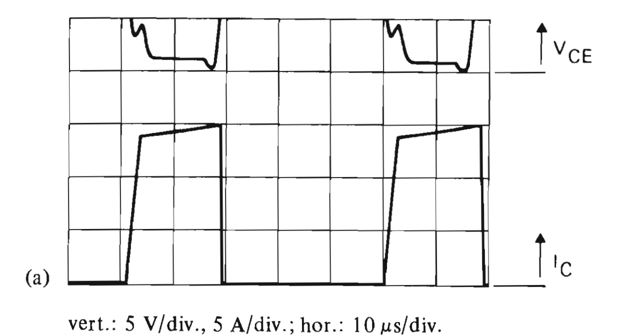
Este fenómeno se describe en el artículo *"Diseño del circuito de base para transistores de conmutación de alta tensión en convertidores"*, publicado en *"Revista Miniwatt" vol. 14, núm. 3, pág. 95.*

La conmutación de corrientes fuertemente inductivas requiere a menudo la utilización de dos o más transistores en paralelo. En este caso no es ciertamente deseable suprimir L_B, porque tanto t_s como t_f son entonces incontrolables. Aunque autoinductancias L_B separadas en cada una de las bases acortaría t_f (por lo tanto, menor disipación), esto aumentaría el riesgo de que las diferencias en t_s provocasen que el transistor peor (t_s más largo) conmutase por sí solo la corriente total de la carga.

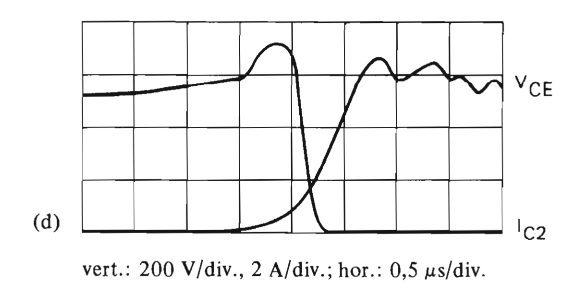
Una solución sencilla consiste en utilizar una autoinductancia L_B común, diseñada para la corriente total de base. Con ella cuando ha finalizado la recuperación de la unión base-emisor del transistor más rápido, el transistor más lento todavía produce un di/dt a través de L_B. Este di/dt evita que el transistor más rápido se corte. Solamente cuando la carga de colector y de base del transistor más lento han sido casi completamente eliminadas, V_{BE} cae rápidamente por debajo de cero. Esto provoca que todos los transistores en paralelo se corten simultáneamente. El transistor peor conducirá solamente durante un tiempo t_f ligeramente superior al de los otros.

Este comportamiento se confirmará mediante medidas prácticas, como muestran los oscilogramas obtenidos con tres transistores BUX80 conectados en paralelo, con una autoinductancia común en bases. Los valores típicos y máximos de V_{CEsat} son para una Ic y una I_B de 8 A y 2,5 A respectivamente, de acuerdo con sus características. TR_1, con una V_{CEsat} de 2,95 V, es un transistor que rara vez falla. El oscilograma muestra la tensión colector-emisor en combinación con la corriente total de colector de los tres transistores en paralelo. El oscilograma *b* muestra las corrientes de colector de los transistores individualmente; cada flanco de bloqueo se muestra en los demás oscilogramas con un eje de tiempo ampliado.

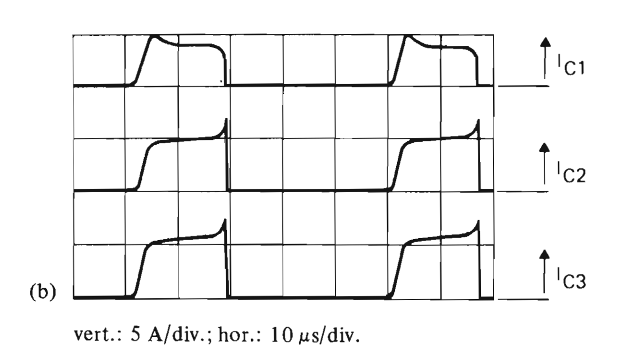
En la *Revista Miniwatt, vol. 14, núm. 3, pág. 95,* se indica que para un diseño adecuado del circuito de base es necesario algo más que una simple autoinductancia en la base. Se recomienda a los interesados la lectura de este artículo antes de iniciar un diseño con transistores de conmutación de alta tensión.



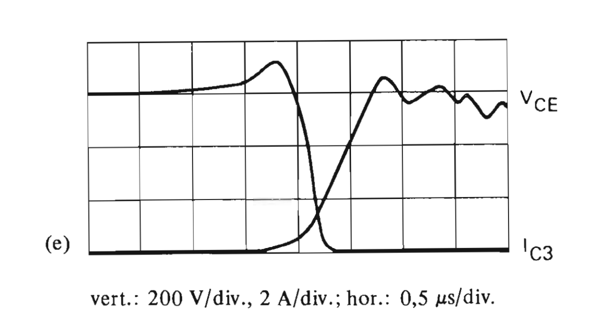
vert.: 5 V/div., 5 A/div.; hor.: 10 μs/div.



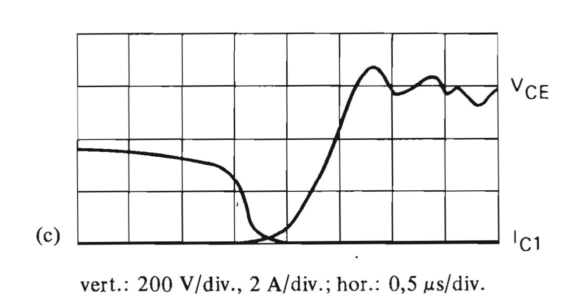
vert.: 200 V/div., 2 A/div.; hor.: 0,5 μs/div.



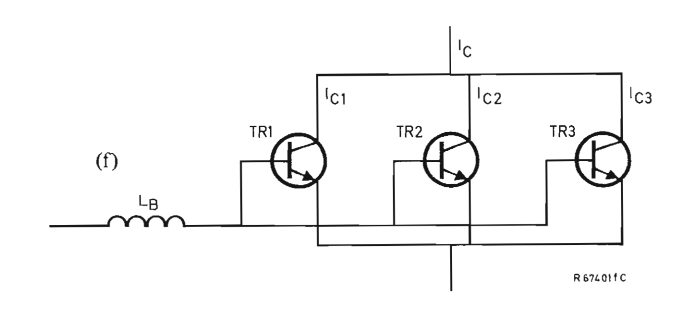
vert.: 5 A/div.; hor.: 10 μs/div.



vert.: 200 V/div., 2 A/div.; hor.: 0,5 μs/div.



vert.: 200 V/div., 2 A/div.; hor.: 0,5 μs/div.



Distribución de la corriente de colector en tres transistores BUX80 en paralelo con una inductancia común en las bases. La tensión V_{CEsat} de TR_1 es extremadamente elevada. Los oscilogramas (*c*), (*d*) y (*e*) muestran el comportamiento en el bloqueo.

Valores medidos de V_{CEsat}: para $I_C = 8$ A e $I_B = 2,5$ A	para $TR_1 = 2,95$ V $TR_2 = 0,6$ V $TR_3 = 0,4$ V
Valores publicados de V_{CEsat}: para $I_C = 8$ A e $I_B = 2,5$ A	típ. = 0,4 V máx = 3,0 V

ACELEROMETROS PXE

Los acelerómetros piezoeléctricos comercialmente disponibles utilizan principalmente cristal de cuarzo, y tienen un amplio margen de modulación lineal, gran robustez mecánica y unas características eléctricas estables. Sin embargo, desde hace algunos años existen materiales piezoeléctricos cerámicos (cerámica PXE) que presentan sobresalientes propiedades como transductores entre energía mecánica y eléctrica. Estos transductores son más sensibles y menos caros que los de cuarzo. Además, el circuito necesario para la evaluación de la señal es menos complicado, en consecuencia menos caro. Estas ventajas sobrepasan la desventaja de su menor estabilidad de características que restringe algo el margen de funcionamiento de los sensores de PXE.

GENERAL

Propiedades físicas

Las propiedades piezoeléctricas del material policristalino PXE son originadas por la polarización P_0 "congelada" durante el proceso de producción y por una tensión mecánica interna, que puede ser asimilada a una fuerza interna F_0. La polarización limita la generación de cargas de superficie polarizadas en sentido opuesto a la carga total Q_b. Sin embargo, las cargas superficiales no se manifiestan como un campo eléctrico, porque, durante la producción, otras cargas son activamente originadas por los portadores de cargas que se mueven libremente (electrones). Las cargas positivas latentes son así completamente neutralizadas por un exceso de electrones y las cargas negativas latentes por un déficit de electrones. La carga de compensación Q_f producida por el movimiento de electrones es igual a

$$Q_f = -Q_b \quad (1)$$

en donde Q_f corresponde al desplazamiento dieléctrico D_0.

Un cristal de PXE, que no sea cargado externamente ni eléctrica ni mecánicamente, permanece bajo el efecto de una fuerza interna F_0, y posee una polarización P_0 y un desplazamiento D_0. Como las cargas Q_b y Q_f se compensan completamente entre sí, no existe campo eléctrico ($E_0 = 0$).

Si se aplica al cristal de PXE una fuerza exterior, la polarización varía y, en consecuencia, según sean las conexiones eléctricas exteriores, la intensidad del campo y/o el desplazamiento.

Los cambios resultantes pueden calcularse a partir de las ecuaciones piezoeléctricas fundamentales.

Sin embargo en las aplicaciones prácticas, no es necesario referirse a las magnitudes F_0, P_0, D_0 y E_0 que se han mencionado solamente para la comprensión del fenómeno físico. No sólo esto, a menudo son ignoradas y los cálculos se hacen teniendo en cuenta sólo las variaciones producidas por las influencias externas en estas magnitudes que son consecuentemente designadas como F, P, D y E.

Condición de circuito abierto

El caso más sencillo, en el que se aplica una fuerza axial a un disco de PXE polarizado axialmente es el que se considera a continuación.

Esta fuerza hace cambiar la polarización y la carga latente del cristal Q_b. Como no puede producirse movimiento de cargas libres, Q_f no cambia. La carga superficial resultante $Q_r = |Q_b - Q_f|$ produce un campo eléctrico E y, por lo tanto, una densidad de corriente que neutraliza completamente a Q_r y hace que E sea igual a cero. Sin embargo como la conductividad del material PXE es extraordinariamente baja, circula solamente una corriente muy pequeña de forma que el equilibrio se restablece lentamente. En los ejemplos que siguen se prescinde de esta corriente de igualación y sus efectos en el proceso dinámico que se considera son despreciables. En condición de circuito abierto, aparece entre las superficies metalizadas del cristal de PXE una tensión $v_0(t)$ proporcional a la fuerza $F(t)$. En estas condiciones el desplazamiento D es igual a cero.

Condición de cortocircuito

En un cristal de PXE cortocircuitado, también varían la polarización y la carga Q_b bajo la influencia de una fuerza. Cuando Q_b varía, se produce una variación simultánea en la carga de compensación Q_f, de forma que, en todo momento, siempre se cumple la ecuación $Q_f = -Q_b$. Una corriente de desplazamiento circula a través del cortocircuito, con una densidad igual a

$$j = \frac{dD}{dt}. \tag{3}$$

La integral con relación al tiempo de la corriente de desplazamiento es igual a la variación de la carga de compensación ΔQ_f y corresponde al desplazamiento D. La función $\Delta Q_f(t)$ es proporcional a la fuerza $F(t)$. La intensidad de campo E en la condición de cortocircuito es igual a cero.

Acelerómetro de PXE

La figura 1 muestra un sencillo acelerómetro de PXE formado por un disco piezoeléctrico de masa m, fijado a una cara del objeto bajo prueba. La otra cara está unida a una masa M que puede moverse libremente, que hace el papel de un cuerpo rígido ideal y que se llama masa sísmica. La masa sísmica sujeta a una aceleración en dirección axial, ejerce una fuerza en el disco de PXE

$$F = M \cdot b. \tag{4}$$

La aceleración b se considera positiva si la fuerza es aplicada al disco como compresión.

Circuito equivalente

El acelerómetro de la figura 1 representa un sistema elástico en el cual las propiedades piezoeléctricas del transductor pueden representarse por medio del circuito equivalente de la figura 2. En el caso denominado casi-estático (a frecuencias muy por debajo de la frecuencia del sensor), L_1 puede despreciarse obteniéndose así los circuitos simplificados de las figuras 3a y 3b.

La tensión $v_0(t)$, así como la carga $q_0(t) = \int i_0 dt$ son proporcionales a la aceleración $b(t)$ producida por la fuerza $F(t)$ que actúa sobre la masa M. El condensador C_1 es inversamente proporcional a la elasticidad del transductor, mientras L_1 es directamente proporcional a la masa sísmica M. El condensador C_0 es la capacidad estática del transductor, que resultaría de una masa sísmica

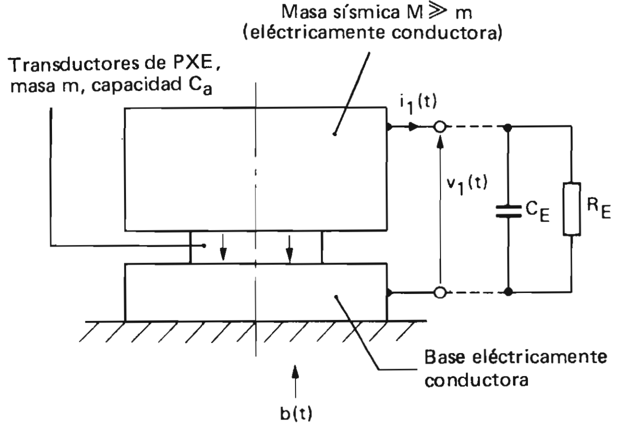


Figura 1. Acelerómetro con disco de PXE excitado axialmente.

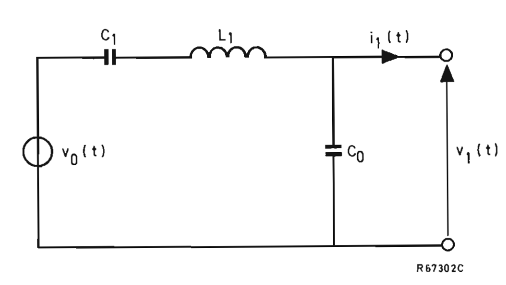


Figura 2. Circuito equivalente como generador de tensión.

infinitamente grande. ($M \to \infty \cong L_1 \to \infty$). Para un valor finito de M, la capacidad de los electrodos del transductor por debajo de la frecuencia de resonancia es:

$$C_a = C_0 + C_1. \quad (5)$$

Los circuitos equivalentes son válidos no sólo para el sensor de la figura 1, sino también para otros sistemas sensores piezoeléctricos.

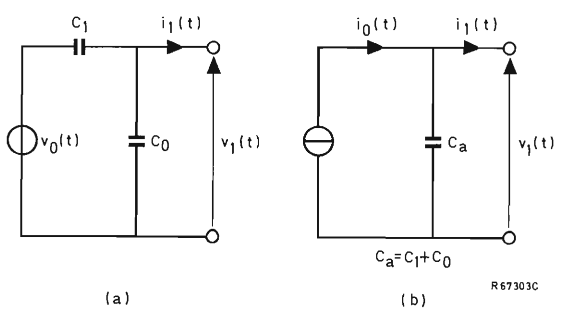


Figura 3a. Circuito equivalente como generador de tensión simplificado, válido para el margen casi-estático.
Figura 3b. Circuito equivalente correspondiente a generador de corriente.

Definición de sensibilidad

En general, la sensibilidad de los sensores de PXE es un valor complejo y se define como la señal V_1, dependiente de la carga, que aparece en la salida, o la carga resultante q_0 dividida por la aceleración b. Es posible distinguir entre sensibilidad en tensión

$$S_v(f) = \frac{v_1(f)}{b} \quad (6)$$

y sensibilidad en carga

$$S_q(f) = \frac{q_0(f)}{b}. \quad (7)$$

La sensibilidad de los sensores de PXE depende de la frecuencia. La figura 4 muestra la respuesta de frecuencia, que es válida tanto para S_v como para S_q. Los valores de la sensibilidad se refieren al margen casi-estático de la curva en el que la sensibilidad es independiente de la frecuencia.

La frecuencia f_1 para la que la respuesta cae 3 dB se puede calcular por la siguiente ecuación

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_E(C_a + C_E)}. \quad (8)$$

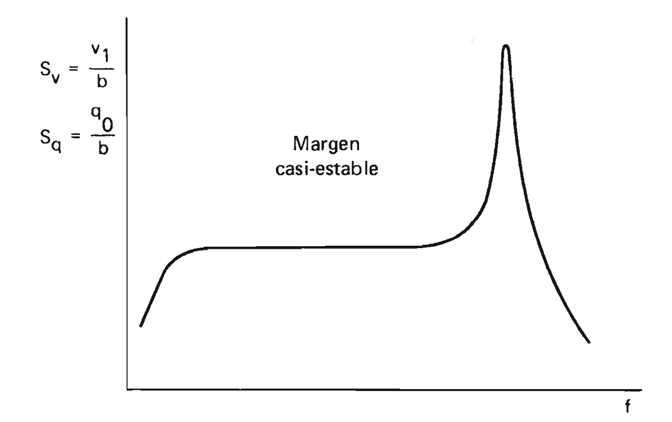


Figura 4. Respuesta de frecuencia de la sensibilidad en tensión y en carga.

Como regla general, la frecuencia para la que la respuesta sube 3 dB es igual a

$$f_u = \frac{1}{2} f_r \quad (9)$$

en donde f_r es la frecuencia fundamental de resonancia del sensor de PXE.

CALCULOS DE LA SENSIBILIDAD

Sensibilidad en tensión en circuito abierto

La condición de circuito abierto se aplica si la tensión de salida $v_1(t)$ de un sensor cargado con una impedancia (R_E, C_E) es prácticamente igual a la tensión que aparecería con los terminales en circuito abierto. Esto corresponde a una corriente de salida despreciable.

Para la impedancia de carga

$$C_E \ll C_a \quad \text{y} \quad R_E \gg \frac{1}{\omega(C_a + C_E)} \approx \frac{1}{\omega C_a}.$$

Dentro del margen de frecuencias en el que la sensibilidad del acelerómetro es constante, la ecuación piezoeléctrica

$$E = -g_{33}T + \frac{D}{\epsilon T} \quad (10)$$

es válida, siendo

g_{33} la constante de tensión piezoeléctrica,
T el esfuerzo mecánico,

ϵ^T la permitividad para T constante.

Los sufijos de la constante de tensión piezoeléctrica se refieren al sentido del campo eléctrico (primer sufijo) y al sentido del esfuerzo mecánico (segundo sufijo).

En el caso de circuito abierto, $D = 0$, de forma que la ecuación se puede simplificar a

$$E\Big|_{D=0} = -g_{33}T. \tag{11}$$

Para el acelerómetro de la figura 1, en el que la masa M es muchas veces mayor que la masa del transductor, el esfuerzo mecánico T en el transductor es

$$T(t) = -b(t)\frac{M}{A} \quad \text{(compresión)} \tag{12}$$

A es el área de la sección del transductor. La sensibilidad en tensión en circuito abierto del acelerómetro puede ser deducida de las ecuaciones 11, 12 y $v_1 = E.h.$

$$S_{v(0)}\Bigg|_{\substack{M \gg m \\ R_E \to \infty \\ C_E \to 0}} = \frac{v_1}{b} = g_{33}\frac{h}{A}M. \tag{13}$$

h es el espesor del disco de PXE.

Si la masa sísmica M no es muchas veces mayor que la masa del transductor, M debe reemplazarse por $M + 1/2\ m$ en la ecuación 13. En el caso límite en el que $M = 0$, solamente actúa como masa sísmica $1/2\ m$ de forma que aparece una relación adicional

$$S_{v(0)}\Big|_{M=0} = \frac{v_1}{b} = g_{33}\frac{h}{A}\frac{m}{2} = ½\,\rho\, g_{33}\, h^2. \tag{14}$$

p es la densidad del material PXE.

La sensibilidad en tensión del sensor de PXE sin masa sísmica aumenta en función del cuadrado del espesor del disco h, y es independiente del área de su superficie.

Ejemplo 1

Un acelerómetro como el de la figura 1 tiene las siguientes dimensiones:

m = 150 mg	M = 20 g
A = 20 mm^2	h = 1 mm
$g_{33} = 24{,}2 \cdot 10^{-3}$ Vm/N	

La sensibilidad en tensión en circuito abierto de acuerdo con la ecuación 13 en la que M se sustituye por $M + 1/2\ m$, es

$$S_{v(0)} = 238\ \frac{mV}{g^*}\ .$$

Un transductor de cuarzo de las mismas dimensiones tiene una masa de 52 mg y, por lo tanto, con $g_{33} = -50 \times 10^{-3}$Vm/N, la sensibilidad en tensión en circuito abierto es

$$S_{v(0)} = -491\ \frac{mV}{g^*}\ .$$

(la sensibilidad se expresa a menudo en mV/g,* siendo $g^* = 9{,}81\ m/s^2$).

Sensibilidad en carga en cortocircuito

Las condiciones de cortocircuito se aplican si la corriente de salida que fluye a través del condensador C_E entre los terminales es prácticamente igual a la corriente de cortocircuito. Esto significa que la tensión de salida $v_1(t)$ es despreciable. En este caso, las condiciones son:

$$C_E \gg C_a \quad y \quad R_E \gg \frac{1}{\omega(C_a + C_E)} \approx \frac{1}{\omega C_E}.$$

Dentro del margen de frecuencias en el que la sensibilidad del acelerómetro es constante, la relación piezoeléctrica es

$$D = d_{33}\,T + \epsilon^T E. \tag{15}$$

a_{33} es la constante piezoeléctrica en carga.

$E = 0$ en las condiciones asimiladas a cortocircuito, de forma que la ecuación se puede simplificar a

$$D\Big|_{E=0} = d_{33}\,T. \tag{16}$$

En consecuencia, la sensibilidad en carga del sensor (fig. 1) es

$$S_q = d_{33}\,(M + ½m). \tag{17}$$

Como demuestra la ecuación, S_q es independiente de las dimensiones del transductor.

Ejemplo 2

Utilizando la ecuación 17, un acelerómetro de PXE con m = 150 mg, M = 20 g y d_{33} = 384 pAs/N tiene una sensibilidad en carga de:

$$S_q = 76 \frac{pAs}{g^*}.$$

Un transductor de cuarzo con las mismas dimensiones y $d_{33} = -2$ pAs/N tendría una sensibilidad de solamente:

$$S_q = 0{,}39 \frac{pAs}{g^*}.$$

Calculo de la sensibilidad con la ayuda de circuitos equivalentes

En los siguientes cálculos se supone que:

$$R_E \gg \frac{1}{\omega(C_a + C_E)}$$

de forma que se puede despreciar la influencia de R_E en la sensibilidad del sensor.

Sin el condensador de carga C_E, la tensión de salida en circuito abierto según el circuito equivalente de la figura 3a es:

$$v_{1(0)} = v_0 \frac{C_1}{C_1 + C_0} = v_0 \frac{C_1}{C_a}. \quad (18)$$

Si el condensador C_E es tenido en cuenta, la tensión de salida $v_1(E)$ es:

$$v_{1(E)} = v_0 \frac{C_1}{C_a + C_E} = v_{1(0)} \frac{1}{1 + \frac{C_E}{C_a}} \quad (19)$$

y, por lo tanto, la sensibilidad

$$S_{v(E)} = S_{v(0)} \frac{1}{1 + \frac{C_E}{C_a}}. \quad (20)$$

Debido a la influencia de C_E, la sensibilidad en tensión en circuito abierto se reduce con un factor igual a:

$$\frac{1}{1 + \frac{C_E}{C_a}}.$$

Ejemplo 3

En el ejemplo 1, la sensibilidad en tensión en circuito abierto de un transductor de PXE era según los cálculos:

$$S_{v(0)} = 238 \frac{mV}{g^*}.$$

La sensibilidad de un transductor de cuarzo de las mismas dimensiones era según los cálculos:

$$S_{v(0)} = -491 \frac{mV}{g^*}.$$

En la práctica no puede evitarse el condensador exterior C_E. Tomando un valor de 40 pF para C_E y los valores de 319 y 0,8 pF para C_a en los transductores de PXE y cuarzo respectivamente mencionados anteriormente, las sensibilidades calculadas son muy próximas a las encontradas en la práctica. Para el PXE

$$S_{v(E)} = 238 \frac{1}{1 + \frac{40}{319}} \frac{mV}{g^*} = 211{,}5 \frac{mV}{g^*}.$$

Para el cuarzo

$$S_{v(E)} = -9{,}6 \frac{mV}{g^*}.$$

La gran diferencia en los valores de C_a entre los transductores de PXE y de cuarzo, es debida a sus diferentes constantes dieléctricas, t_r = 1800 para el PXE y 4,5 para el cuarzo.

Si R_E no es muchas veces mayor que $1[\omega(C_a + C_E)]$, la sensibilidad real será menor que la obtenida de la ecuación (20). En el límite inferior de la frecuencia del margen casi-estático, la sensibilidad se reduce 3 dB por definición. El valor de R_E así obtenido a partir de la ecuación 8 es

$$R_E = \frac{1}{2\pi f_1(C_a + C_E)}. \quad (21)$$

Teniendo en cuenta R_E, el valor adecuado de la sensibilidad en tensión se obtiene de

$$S_{v(E)} = S_{v(0)} \frac{1}{1 + \frac{C_E}{C_a}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 R_E^2 (C_a + C_E)^2}}}. \quad (22)$$

La ecuación 22 es válida para frecuencias por debajo de la resonancia.

Si se conoce la sensibilidad en tensión en circuito abierto de un sensor, se puede calcular fácilmente la sensibilidad en carga. En las condiciones de cortocircuito, existe una pequeña tensión de salida igual a

$$v_1(E) = \frac{q_0}{C_a + C_E}. \qquad (23)$$

Sustituyendo en la ecuación 19

$$\frac{q_0}{C_a + C_E} = v_1(0) \frac{1}{1 + \frac{C_E}{C_a}}$$

por lo tanto, la sensibilidad en carga será:

$$S_q = \frac{q_0}{b} = \frac{v_1(0)\, C_a}{b} = S_v(0) C_a. \qquad (24)$$

Ejemplo 4

Los valores de $S_v(0)$ y C_a para el transductor de PXE en el ejemplo 3 son

$$S_v(0) = 238 \frac{mV}{g^*} \text{ and } C_a = 319 \text{ pF}$$

lo que da

$$S_q = 0{,}238 \cdot 319 \cdot 10^{-12} \frac{As}{g^*} = 76 \frac{pAs}{g^*}.$$

El valor de S_q es igual al calculado en el ejemplo 2.

Para calcular $S_v(E)$ y S_q por medio de las ecuaciones obtenidas de los circuitos equivalentes, se deben conocer los valores de $S_v(0)$ y C_a. El valor de $S_v(0)$ puede obtenerse de la masa sísmica M y de las dimensiones del disco de PXE, por medio de la ecuación 13. El valor de C_a, puede calcularse fácilmente para un disco cilíndrico considerándolo como un condensador de placas paralelas

$$C_a = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{h}. \qquad (25)$$

La permitividad relativa ϵ_r del PXE es igual a 1800, A es el área de la superficie, h es el espesor del disco. Para transductores de formas complicadas, C_a debe medirse.

APLICACIONES

Amplificador de carga

La figura 5 muestra el esquema de un amplificador para la señal de un sensor de PXE trabajando en cortocircuito. Para obtener la necesariamente elevada capacidad de carga C_E, se utiliza realimentación capacitiva a través de C_f (efecto Miller). C_E puede calcularse a partir de:

$$C_E = C_f (1 + a) \qquad (26)$$

en donde a es el factor de amplificación. La tensión de la señal de salida del sensor es:

$$v_1 = \frac{q_0}{C_a + C_E} = \frac{q_0}{C_a + C_f(1 + a)} \qquad (27)$$

de forma que la tensión en la salida del amplificador ès:

$$v_a = -a \cdot v_1 = -\frac{a \cdot q_0}{C_a + C_f(1 + a)}. \qquad (28)$$

Para que la amplificación sea elevada

$$v_a = -\frac{q_0}{C_f}. \qquad (29)$$

La tensión de salida v_a es proporcional a la carga q_0 generada en el acelerómetro. Las ventajas del amplificador de carga son:

a) Las capacidades del alumbrado y del circuito no influyen en v_a.
b) Variaciones en la amplificación no afectan a v_a porque producen variaciones de C_E. Un aumento de a, por ejemplo, producirá una disminución de v_1, de forma que $v_a = -a \cdot v_1$ permanece constante.

Calibrado

La forma más sencilla de medir la respuesta de frecuencia de la sensibilidad de un acelerómetro es por comparación. Para ello se coloca el patrón, generalmente un sensor de cuarzo, y el sensor bajo prueba sobre una mesa vibratoria, la cual es accionada electrodinámicamente dentro del margen de frecuencia a investigar.

Existen otros métodos de calibrado basados en la respuesta a un impulso o en la relación entre choque y frecuencia. La sensibilidad se determina así por la respuesta

a impulsos del transductor excitado por impulsos mecánicos.

Construcción

Un acelerómetro de PXE debe construirse de forma que puede ser excitado solamente por un tipo de vibración. La aparición de vibraciones transversales o de flexión produce una sensibilidad direccional. Las fuerzas transversales aparecen en un sensor destinado para excitación axial si el disco de PXE y la masa sísmica no están exactamente centradas.

Las tensiones de flexión se producen principalmente con discos de PXE delgados cuando las caras de los discos, así como las superficies con los que el disco está en contacto mecánico no son muy planas o si la unión adhesiva entre estas superficies no es perfecta.

Las fuerzas laterales aparecen porque la unión adhesiva impide la dilatación y contracción lateral del disco. Estas fuerzas son producidas por los diferentes coeficientes de dilatación térmica y elasticidades del material PXE, base del sensor y masa sísmica. En principio, todas las fuerzas laterales reducen la sensibilidad del sensor. Estos efectos indeseables disminuyen al aumentar el espesor del disco de PXE.

Las sujeciones o uniones roscadas provocan una pretensión mecánica del disco de PXE. Si se considera el sensor como un sistema elástico, estas uniones actúan como una elasticidad en paralelo. De esta forma es aumentada la constante de elasticidad, lo que da como resultado una nueva reducción de la sensibilidad.

La masa del sensor $(M + m)$ debe ser sustancialmente menor que la del objeto bajo prueba. Si no se cumple esta condición, la aceleración del objeto bajo prueba se reducirá de forma que:

$$b_m = b_0 \frac{M_0}{M_0 + M + m} \tag{30}$$

en donde M_0 es la masa del objeto bajo prueba,
b_m es la aceleración del objeto bajo prueba y el sensor, y
b_0 es la aceleración del objeto bajo prueba sin el sensor.

Características de temperatura

Las características del material que determinan las sensibilidades en tensión y en carga son la constante de tensión g y la constante de carga d. Ambas son dependientes de la temperatura. Los coeficientes relativos medios del PXE5 son generalmente de –0,2%/K para g_{33} y 0,13%/K para d_{33}. Eligiendo un modo de funcionamiento entre circuito abierto y cortocircuito, es posible, en principio, compensar las características de temperatura de las constantes del material. Como la temperatura de Curie del PXE5 es de alrededor de 285°C, no son posibles aplicaciones a temperatura más elevada. Con el fin de evitar una despolarización térmica, deberán evitarse temperaturas superiores a 150°C.

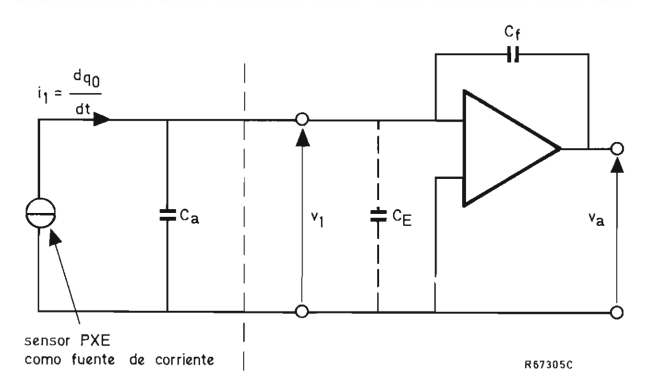


Figura 5. Esquema de un amplificador sensible a carga.

La densidad de carga piroeléctrica de la cerámica PXE es de alrededor de -10^{-4} As/(m^{2}K). Esto significa que, en un disco de PXE5 de 1 mm de espesor y de 20 mm^2 de superficie, se obtiene una tensión de 6 V con un cambio de temperatura de 1 K. Este efecto muy perturbador en las medidas de aceleración puede ser reducido drásticamente por:

a) la utilización de tiras de flexión simétricas,
b) una constante de tiempo térmica elevada,
c) una masa sísmica grande (elevada sensibilidad), y
d) señales cortocircuitantes de baja frecuencia.

Efecto de resonancia

El límite superior del margen de frecuencia dentro del cual la sensibilidad es constante depende de la resonancia del transductor (fig. 4). En un acelerómetro piezo-cerámico vibrando axialmente, el disco de PXE forma la parte elástica de un sistema vibrante cuya constante elástica se puede calcular con la siguiente ecuación:

$$C = \frac{F}{\Delta h} = \frac{1}{s} \frac{A}{h}. \tag{31}$$

s es la elasticidad, cuyo valor depende de si el transductor se utiliza en condiciones de circuito abierto o cortocircuito. Para el PXE5 en condiciones de cortocircuito $(E = 0)$

$$s = s_{33}^{E} = 18{,}9 \cdot 10^{-12}/\text{Pa}$$

y en condiciones de circuito abierto ($D = 0$)

$$s = s_{33}^{D} = (1 - k_{33}^{2})\, s_{33}^{E}.$$

k es el factor de acoplamiento, que es igual a 0,7 para el PXE5 bajo esfuerzo axial.

Desde el punto de vista mecánico, la frecuencia de resonancia de una varilla fijada en un extremo, vibrando longitudinalmente, con una masa M fijada en su extremo libre, es igual a:

$$f_r = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{C}{M + \frac{1}{3}m}}. \qquad (32)$$

Mediante la ecuación 31 se calcula la constante elasticidad C, que para un disco de PXE5 es igual a $C^E = 1{,}1 \times 10^9$ Pa m para condiciones de cortocircuito y de $C^D = 2{,}1 \times 10^9$ Pa m para condiciones de circuito abierto. Como ejemplo, la frecuencia de resonancia serie del acelerómetro de la figura 1 con $M = 20$ g y $m = 150$ mg calculada a partir de la ecuación 32 es

$$f_s = f_r \Big|_{E=0} = 37{,}3 \text{ kHz}$$

y la frecuencia de resonancia paralelo

$$f_p = f_r \Big|_{D=0} = 51{,}4 \text{ kHz}.$$

Los valores de L_1 y C_1 de los circuitos equivalentes pueden calcularse utilizando los valores f_s y f_p deducidos de la ecuación 32. Para la resonancia serie ($E \to 0$):

$$f_s = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}} \qquad (33)$$

Para la resonancia paralelo ($D \to 0$)

$$f_p = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{C_a}{L_1 C_0 C_1}}. \qquad (34)$$

El valor de $C_a = C_0 + C_1$ se puede obtener de la ecuación 25.

Medida de la aceleración

Cuando se miden aceleraciones se debe distinguir entre vibraciones periódicas e impulsos únicos. Vibraciones periódicas pueden aparecer, por ejemplo, en máquinas, vehículos, edificios o cualquier forma de construcción. Si la frecuencia de vibración cae en el margen casi-estático, la distorsión y los resultados falsos se pueden evitar utilizando un filtro paso-bajos entre el transductor y el amplificador para bloquear las frecuencias más elevadas.

Las condiciones impuestas en el margen de frecuencia de transferencia son mucho mayores. Cuando se miden y evalúan impulsos únicos que aparecen, por ejemplo, con el impacto de la colisión de vehículos pesados o como resultado de detonaciones. La elección de la construcción de un sensor adecuado debe tener en cuenta entonces el límite superior de frecuencia más elevado posible. Este límite debe ser determinado por el sensor y no por los dispositivos electrónicos para amplificación y evaluación de la señal.

Si el límite superior de frecuencia es demasiado bajo, de modo que los flancos rápidos no se transfieren, la longitud de impulso del impulso resultante será mayor y la amplitud menor. Por el contrario, si el límite inferior de frecuencia es demasiado alto el resultado será impulsos y sobreimpulsos con flancos inclinados como muestra la figura 6.

Una norma simple, que ha demostrado ser adecuada en la práctica, consiste en que es suficiente un límite superior de frecuencia que sea diez veces más grande que la inversa de la duración del impulso. La distorsión de fase es entonces generalmente insignificante.

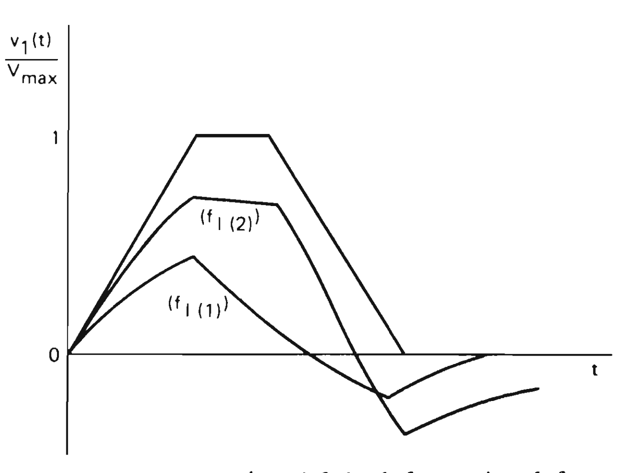


Figura 6. Influencia del límite inferior de frecuencia en la forma de un impulso trapezoidal ($f_{1(1)} > f_{1(2)}$).

Medida de choques

La medida de choques con un acelerómetro es similar a la medida de impulsos de corriente con un galvanómetro balístico. El choque $p = {}_0\int^{t1} F\, dt$ es idéntico al área del impulso en una gráfica fuerza-tiempo. La figura 7 muestra una adecuada disposición para medir choques. Tomando ciertas precauciones (flexor largo, masa sísmica grande), la frecuencia de resonancia f_r del sensor puede hacerse varias veces menor que la inversa de la anchura del impulso. El sensor responde entonces al impulso de excitación con oscilaciones senoidales que son registradas por el acelerómetro. La amplitud inicial V_1 de la oscilación fundamental (frecuencia f_r) es directamente proporcional al impulso de choque.

$$p = {}_0\int^{t1} F\, dt = Mv_\sigma = M\omega_r x_\sigma = M \frac{1}{\omega_r} b_\sigma = a \hat{V}_1 \quad (35)$$

en donde

$\omega_r = 2\pi f_r$ pulsación de resonancia,
t_1 duración del impulso,
M masa que oscila a la frecuencia f_r debido al choque,
v_σ velocidad máxima del elemento transductor en respuesta al choque,
x_σ desplazamiento máximo del transductor de PXE a la frecuencia de resonancia del sistema sensor,
b_σ aceleración máxima del transductor de PXE oscilando a f_r,
V_1 tensión máxima de salida del transductor de PXE a la frecuencia f_r.

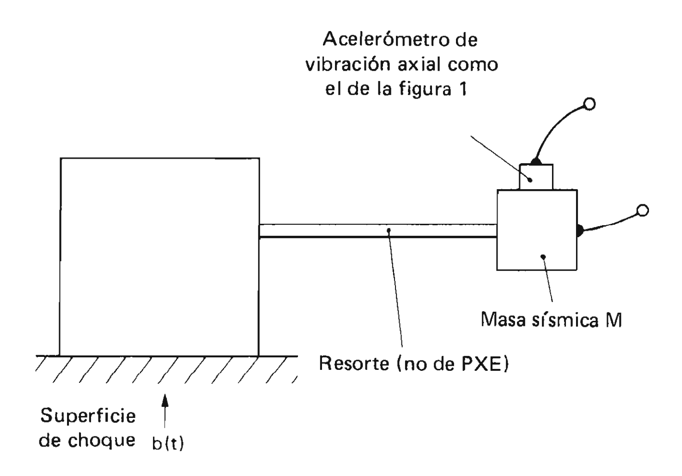


Figura 7. Disposición para medir choques.

TRANSDUCTORES DE FLEXION

Además de los transductores excitados axialmente, existen otras formas de construcción. La figura 8 muestra algunos ejemplos, de los cuales el transductor de flexión (figura 8a) es el más conocido. Los transductores de flexión consisten en dos o más tiras de cerámica PXE unidas entre sí. Cuando se doblan, una de las tiras se estira y la otra se comprime. Ambas tiras pueden estar conectadas eléctricamente en serie duplicando así la señal de salida. Una gran ventaja de estos transductores es que el efecto piroeléctrico es muy pequeño, ya que las cargas debidas a cambios de temperatura son en gran parte compensadas.

Los transductores de flexión de PXE son comercialmente disponibles bajo nombres de "bimorfos" y "multimorfos", que son adecuados para muchas aplicaciones prácticas. La figura 9 muestra la sección de un transductor de flexión bimorfo fijo por un extremo. La unión entre las dos tiras de PXE es conductora y forma el electrodo interno. La figura 10 muestra la sección de un transductor de flexión multimorfo con cuatro electrodos internos plateados.

Los circuitos equivalentes de las figuras 2, 3a y 3b son también válidos para los transductores de flexión. Los relativamente complicados cálculos de los acelerómetros con elementos de flexión de PXE no se consideran en este artículo. Una aproximación que ha demostrado ser adecuada en la práctica para calcular la frecuencia fundamental de un elemento de flexión montado en forma de ménsula en condiciones de cortocircuito (resonancia serie) es la siguiente fórmula

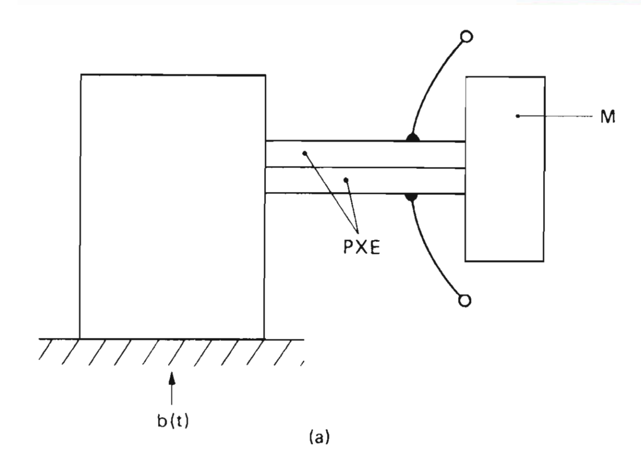
$$f_s = \frac{0{,}16\, h}{l^2} \sqrt{\frac{1}{s_{11}^E}} \quad (36)$$

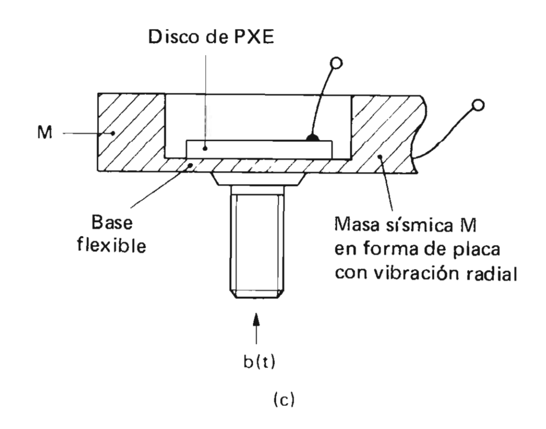
Ecuaciones con valores numéricos para calcular C_a, S_v y S_q para transductores de flexión bimorfos y multimorfos aparecen en la tabla 1.

TIPOS DE ACELEROMETROS DE PXE ACONSEJABLES PARA VARIOS MARGENES DE ACELERACION

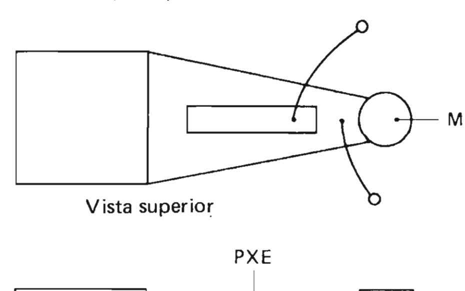
En la tabla 3 se indica una selección de acelerómetros de PXE para diversos márgenes de aceleración. Los condensadores en paralelo C_E, únicamente necesarios para medida de tensión, reducen la sensibilidad en tensión y, por lo tanto, la tensión de salida.

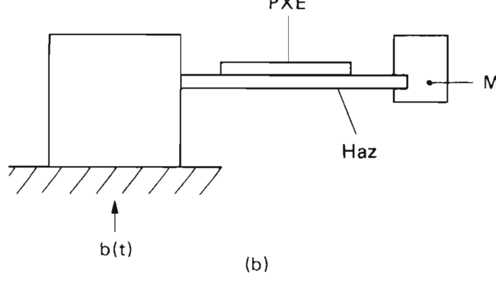
Los límites de carga mecánica indicados en la tabla se





Elemento que soporta un esfuerzo constante.





PXE

M

b(t)

(d)

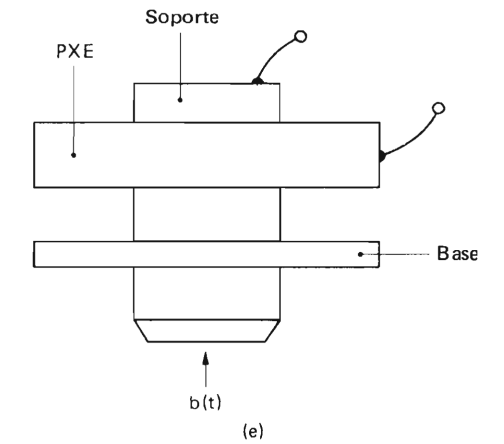


Figura 8. Construcción de diversos acelerómetros con transductores PXE no excitados axialmente.
a) Transductor de flexión con dos tiras de PXE.
b) Transductor de flexión con una tira de PXE.
c) Transductor de flexión simétrico en sentido radial.
d) Transductor transversal.
e) Transductor transversal simétrico en sentido radial sin masa sísmica.

refieren al material cerámico PXE. En la práctica, el límite de carga depende también de la tensión mecánica de las conexiones y de la despolarización mecánica del transductor. Ambos valores son difíciles de calcular y no son aquí considerados. Como regla general, los límites de carga son inferiores a los indicados y deben ser determinados empíricamente.



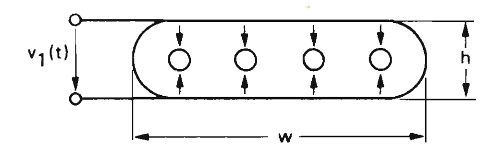


Figura 9. Sección de un transductor de flexión Bimorfo.

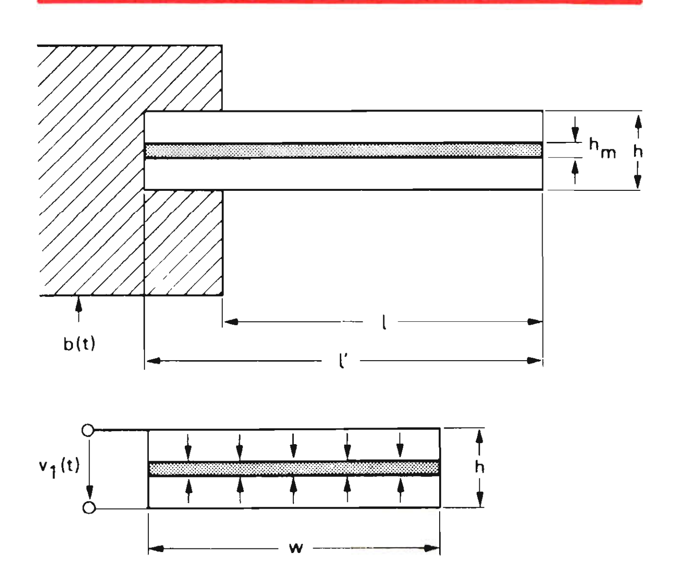


Figura 10. Sección de un transductor de flexión Multimorfo.

Tabla 1. Valores de sensibilidad y capacidad interna de tiras de flexión de PXE5 montadas como ménsula

Datos técnicos	Magnitud	Unidad	Bimorfo*	Multimorfo
Capacidad interna	C_a	pF	$16 \frac{l'w}{h}$	$21 \frac{l'w}{h}$
Sensibilidad en tensión en circuito abierto	S_V	$\frac{V}{g^*}$	$153 \frac{l^2}{l'hw} (M + \frac{m}{3})$	$154 \frac{l^2}{l'hw} (M + \frac{m}{3})$
Sensibilidad en carga en cortocircuito	S_q	$\frac{\mu As}{g^*}$	$2{,}45 \cdot 10^{-3} (\frac{1}{h})^2 (M + \frac{m}{3})$	$3{,}24 \cdot 10^{-3} (\frac{1}{h})^2 (M + \frac{m}{3})$

*Los valores dados son aplicados a Bimorfos sin capa central (metálica)
l' es la longitud de la tira de flexión en mm.
l es la longitud libre en mm,
h es el espesor en mm,
w es la anchura en mm,
M es la masa sísmica en el extremo libre de la tira de flexión en kg,
m es la masa de la tira de flexión en kg.

Tabla 2. Comparación entre las propiedades físicas del PXE5 y las del cuarzo.

Datos técnicos	Magnitud	Unidad	PXE5	Cuarzo
Densidad	ρ	$10^3 \frac{kg}{m^3}$	7,6	2,65
Temperatura de Curie	θ_C	°C	285	–
Elasticidad	s_{33}^{E} *	10^{-12}/Pa	18,9	
	s_{11}^{E}		15,4	
Permitividad relativa	$\epsilon_{33_r}^{T}$		1800	4,5
Constante de tensión piezoeléctrica	g_{33}	$10^{-3} \frac{Vm}{N}$	24,2	–50
	g_{31}		–10,7	–50
Constante de carga piezoeléctrica	d_{33}	$\frac{pAs}{N}$	384	–2
	d_{31}		–169	–2
Coeficiente de acoplamiento	k_{33}		0,7	0,09
	k_{31}		0,33	0,09
Compresión mecánica Esfuerzo-Tensión		10^6 Pa	>600 ≈80	95

* El primer sufijo indica el sentido del campo eléctrico, el segundo el sentido de la extensión mecánica.

Tabla 3. Acelerómetros de PXE para varios márgenes.

Margen de aceleración	Construcción del transductor en PXE (PXE5)		Masa sísmica (M)	Condensador paralelo C_E	Sensibilidad tensión $S_v(0)$	Sensibilidad carga S_q	Capacidad sensor C_a	Frecuencia fundamental resonancia	Máxima carga mecánica.†
$g^* = 9,81 \frac{m}{s^2}$	as Fig.		10^{-3} kg	pF	$\frac{mV}{g^*}$	$\frac{pAs}{g^*}$	pF	kHz	g*
≤ 0,01	8a, 10	Multimorfo l' = 22 mm, l = 19 mm	20	–	48 000	52 500	1100	0,11	>25
0,01 – 1	8a, 10	Multimorfo l' = 8 mm, l = 5 mm	2	–	930	372	400	2,6	>1000
	1	$\phi 3 \times 0,5$ mm²	50	–	840	190	230	26	>1000
1 – 1000	8a, 10	Multimorfo l' = 5 mm, l = 2 mm	–	–	4	1	250	79	>150 000
	1	$\phi 10 \times 3$ mm²	–	–	8,2	3,4	420	10	>300 000
	1	$\phi 10 \times 1$ mm²	3	–	10	12,8	1280	124	>150 000
>1000		Tiras Multimorfas sujetas por ambos extremos terminales l' = 5 mm, l = 2 mm	–	–	0,5	0,13	250	316	>500 000
	1	$\phi 10 \times 3$ mm²	–	3900	0,8	3,4	420	100	>300 000
	1	$\phi 5 \times 2$ mm²	–	4200	0,12	0,57	160	215	>500 000

†Sin tener en cuenta la despolarización.

ALTAVOCES HI-FI

para la mejor reproducción acústica

El sonido Hi-Fi se obtiene en toda su pureza con nuestros altavoces... (y un buen equipo estéreo), montándolos en alguna de las combinaciones que recomendamos. Le garantizamos una audición de calidad que superará las normas DIN 45573.

Altavoces Hi-Fi	Diámetro (pulgadas)	Potencia máx. (W)	Carga (Ω)
tweeter			
AD0140/T	1	20/40	4/8
AD0141/T	1	20/50	4/8
AD0162/T	1	20/80	8/15
AD0163/T	1	20/80	8/15
AD2071/T	2¼	10	4/8
squawker			
AD0210/Sq	2	60	4/8
AD5060/Sq	5	40	4/8
woofer			
AD5060/W	5	15	4/8
AD7066/W	7	40	4/8
AD8061/W	8	40	4/8
AD8066/W	8	50	4/8
AD8067/W	8	60	4/8
AD10100/W	10	40	4/8
AD12100/W	12	40	4/8



Combinaciones recomendadas (4 y 8 Ω)

woofer	squawker	tweeter	filtro de frecuencia	Volumen (litros)	Potencia de trabajo (W)
AD5060/W4 (8)	–	**AD2071/T4 (8)**	**ADF2400/4 (8)**	3	10
AD5060/W4 (8)	–	**AD0140/T4 (8)**	**ADF2000/4 (8)**	3	10
AD7066/W4 (8)	–	**AD0140/T4 (8)**	**ADF2000/4 (8)**	7	20
AD8061/W4 (8)	–	**AD0140/T4 (8)**	**ADF2000/4 (8)**	20	20
AD8066/W4 (8)	–	**AD0140/T4 (8)**	**ADF2000/4 (8)**	20	20
AD8061/W4 (8)	**AD5060/Sq4 (8)**	**AD0140/T4 (8)**	**ADF600-5000/4 (8)**	25	40
AD8066/W4 (8)	**AD5060/Sq4 (8)**	**AD0140/T4 (8)**	**ADF600-5000/4 (8)**	25	40
AD10100/W4 (8)	**AD5060/Sq4 (8)**	**AD0140/T4 (8)**	**ADF600-5000/4 (8)**	35	40
AD10100/W4 (8)	2 x **AD5060/Sq4 (8)**	2 x **AD0140/T4 (8)**	**ADF600-5000/4 (8)**	40	40
AD1265/W4 (8)	2 x **AD5060/Sq4 (8)**	2 x **AD0140/T4 (8)**	**ADF600-5000/4 (8)**	50	40
AD12100/W4 (8)	4 x **AD5060/Sq4 (8)**	4 x **AD0140/T4 (8)**	**ADF600-5000/4 (8)**	80	40

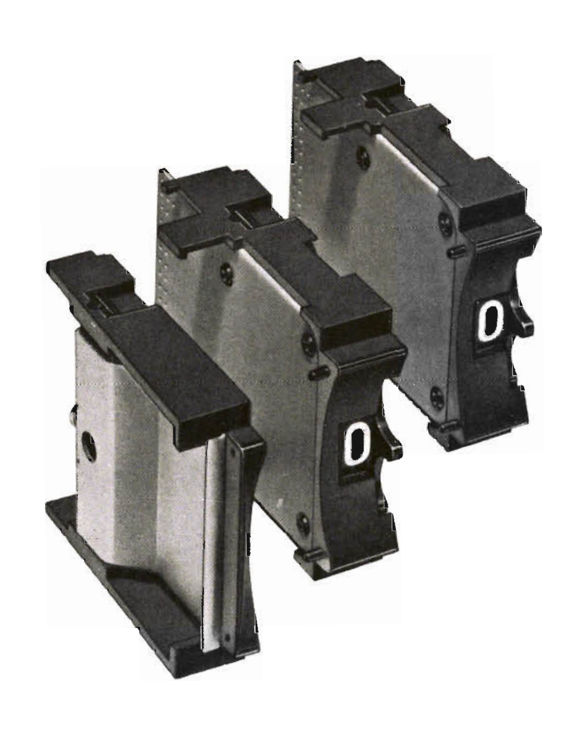

COPRESA
comercializa
en España
el microprocesador 2650
de
signetics
PIP
2650

REVISTA Miniwatt

Vol. 17-Núm. 4 ABRIL 1978 50 Ptas.



Conmutadores rotativos





Versión T



Versión B

...para resolver todos sus problemas de conmutación (para aplicación en control y regulación de procesos, programación simple y múltiple, circuitos lógicos y funcionales, etc.). La serie miniatura es adecuada para equipos en los que el tamaño es un factor a tener en cuenta. La serie industrial se presenta en versión T para la selección de la cifra mediante rotor y en la nueva versión B para la selección mediante pulsadores.

CONMUTADORES	serie miniatura				serie industrial			
DECIMALES								
1 posición, 1 circuito	M10P1C	MW10P1C	NM10P1C	——	T10P1C	——	NT10P1C	NB10P1C
10 posiciones, 2 circuitos . .	M10P2C	——	——	——	T10P2C	B10P2C	——	——
CODIFICACION								
salida binaria	——	——	NM1248	NMW1248	——	——	NT1248	NB1248
salida binaria y complementaria	M1248C	MW1248C	——	——	T1248C	B1248C	——	——
salida complementaria . . .	——	——	NM1248CS	NMW1248CS	——	——	NT1248CS	NB1248CS
DECODIFICACION								
lógica positiva								
salida binaria	——	——	NM1248P	NMW1248P	——	——	NT1248P	NB1248P
salida binaria y complementaria	M1248PC	MW1248PC	——	——	T1248PC	B1248PC	——	——
salida complementaria . . .	——	——	NM1248PCS	NMW1248PCS	——	——	NT1248PCS	NB1248PCS
lógica negativa								
salida binaria	——	——	NM1248N	NMW1248N	——	——	NT1248N	NB1248N
salida binaria y complementaria	M1248NC	MW1248NC	——	——	T1248NC	B1248NC	——	——
salida complementaria . . .	——	——	NM1248NCS	NMW1248NCS	——	——	NT1248NCS	NB1248NCS

REVISTA "Miniwatt"

VOLUMEN 17 - Número 4

Ro

Se analizan en este artículo las principales características acústicas de los salones y las posibilidades para mejorar la salida sonora de un sistema de altavoces en una sala dada.

Debido a su gran flexibilidad, el controlador lógico programable (PLC) es adecuado para el control de instalaciones y procesos industriales en el más amplio sentido. Este artículo describe la forma de realizar el acoplamiento entre las entradas y salidas de 24 V del controlador lógico programable y los diversos niveles de tensión y corriente en la instalación a controlar.

Los transductores ultrasónicos de potencia que se describen en este artículo están construidos con materiales piezoeléctricos cerámicos y son ideales para medir distancias mediante transmisión de impulsos.

REVISTA *Miniwatt*

PUBLICACION DE APLICACIONES ELECTRONICAS

DIRECCION: Luis Roiz Noriega. EDICION: Juan Garriga Pujol. REDACCION: María Dolores Forns-Samso. DELINEACION Y COMPAGINACION: Victoria Campillo Grau. SUSCRIPCION: Rosa María Torres.

PUBLICADA POR
COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números) . . . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . . . . 30 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR . . . . 50 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61

GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

ACUSTICA DE SALONES

Se analizan en este artículo las principales características acústicas de los salones y las posibilidades para mejorar la salida sonora de un sistema de altavoces en una sala dada.

1. Absorción y reverberación

En general, las posibilidades de variar la *distribución* de la salida sonora del altavoz son muy escasas pero es importante conocer los factores que la afectan. En una sala, las ondas sonoras pueden recorrer sólo una pequeña distancia antes de chocar con algún objeto. Estas ondas se reflejan y parte de la energía que poseen se disipa por absorción, de modo que la energía de la onda se va reduciendo progresivamente. El tiempo necesario para que la energía sonora se reduzca a una millonésima de su valor original se denomina "tiempo de reverberación". Este tiempo depende del tamaño de la sala, pero en general se considera que medio segundo es satisfactorio para audición de música reproducida. Estos datos se refieren a frecuencias medias.

No sólo absorben energía los distintos materiales del suelo, paredes y techos, sino que también lo hacen los muebles normales de la sala e incluso las mismas personas. Los muebles modernos tienden a emplear materiales que no absorben fácilmente el sonido, particularmente el vidrio, que es uno de los peores materiales acústicamente hablando. Las grandes ventanas son sin embargo, deseables.

En la sala sólo se pueden realizar algunos pequeños cambios para mejorar la acústica. Una alfombra gruesa con espuma de goma es probablemente lo mejor para cubrir el suelo, y los suelos sólidos son mejores que los de madera apoyados sobre vigas. Si se desea obtener una absorción mayor en los márgenes de frecuencias altas y medias, se pueden fijar losetas acústicas en posiciones estratégicas de los techos y paredes. Antes de hacerlo es conveniente el consejo de un experto en acústica. Cuando ya no se pueda mejorar la calidad del sonido modificando la acústica de la sala, se debe probar entonces el efecto de los controles de tono.

2. Resonancia de la sala

Si una de las dimensiones de la sala es la mitad de la longitud de onda del sonido, se producen vibraciones de resonancia en el aire. Con una frecuencia de 40 Hz, la longitud de onda del sonido es de 8,5 metros, con lo que la longitud de la sala que resonará a esta frecuencia será de 4,25 metros. Hay que tener en cuenta que además existen armónicos de esta frecuencia, siendo 80 Hz el segundo y 120 Hz el tercer armónico.

Las resonancias no sólo dependen de la longitud de la sala sino también de las otras dimensiones, como son la altura, la anchura y la diagonal, con lo que se producen resonancias a muchas frecuencias. Si una de las dimensiones de la sala es casi un múltiplo exacto de otra, la frecuencia de resonancia fundamental de una dimensión de la sala modulará un armónico de la frecuencia de resonancia de la otra dimensión, con lo que la imagen total se hace muy compleja. Las ondas estacionarias que se crean producen un aumento de la presión acústica en ciertas partes de la sala.

Es obvio que poco se puede hacer sin recurrir a albañiles si se desea cambiar la forma de la sala para reducir las resonancias, pero, cualesquiera que sean las proporciones de la sala, cualquier superficie discontinua o saliente puede mejorar algo su acústica. Frecuentemente se pueden aprovechar las ventajas que proporcionan el uso de separaciones y librerías.

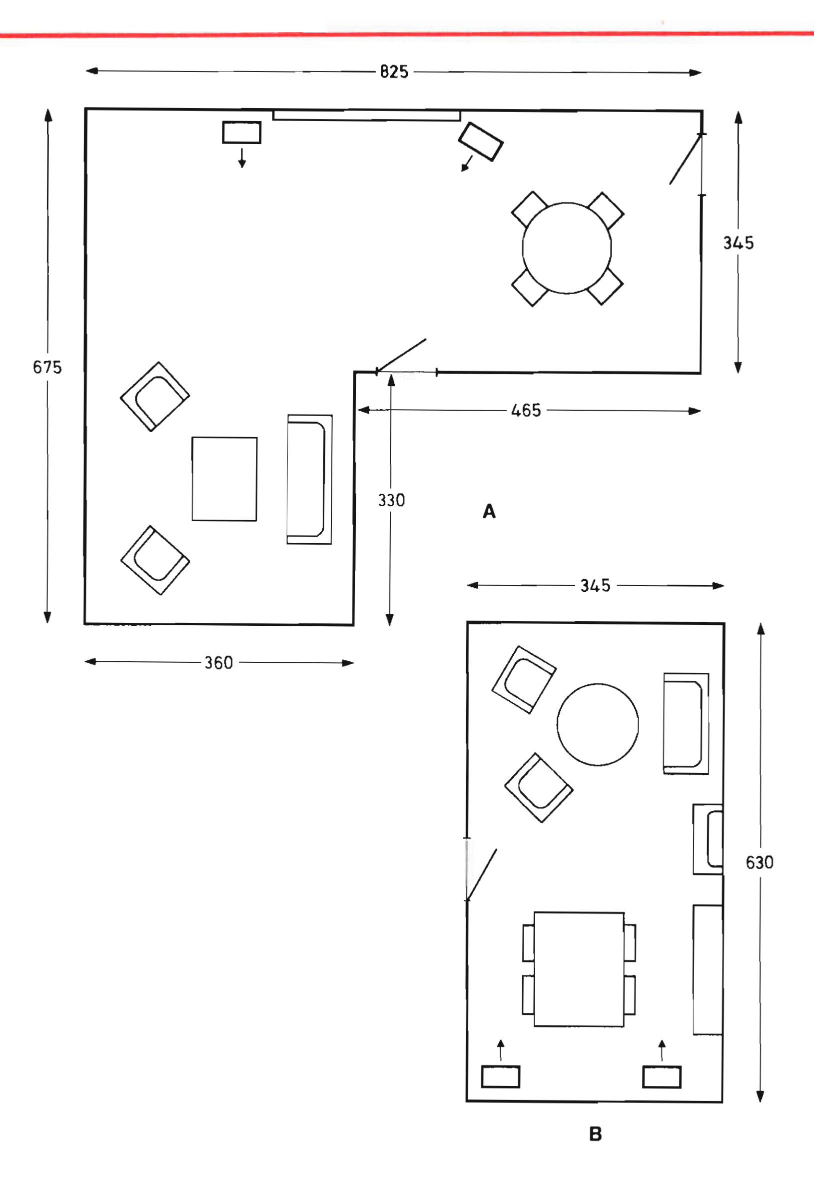


Figura 1. Dos de las salas de estar en las que se realizaron las pruebas.

Para evitar resonancias de la sala, el desplazamiento del sillón puede alejar al oyente de la zona de mayor presión y producirse ciertos "estampidos" que pueden achacarse al altavoz. Igualmente, desplazando el altavoz se pueden generar diferentes resonancias de la sala y el resultado puede ser mejor que el obtenido en la posición original.

Para determinar el comportamiento de los altavoces en la práctica, se han llevado a cabo un gran número de medidas en las salas con equipos altamente sofisticados. La conclusión más importante que se ha obtenido con estas pruebas es que las propiedades acústicas de todas las salas de estar son muy similares por encima de los 600 Hz. Por debajo de esta frecuencia, las dimensiones de la sala y los muebles que contenga desempeñan un papel importante.

Las cajas acústicas se sitúan en los lugares donde normalmente se colocan los sistemas acústicos en las salas que se representan en la figura 1. Mediante un amplificador de micrófono y un analizador de tiempo real con un osciloscopio y un grabador X-Y se mide el nivel de presión acústica y el tiempo de reverberación para determinados valores de frecuencias. Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 2 y 3. En la figura 4 se muestran los niveles de presión acústica y tiempos de reverberación medidos en otras seis salas.

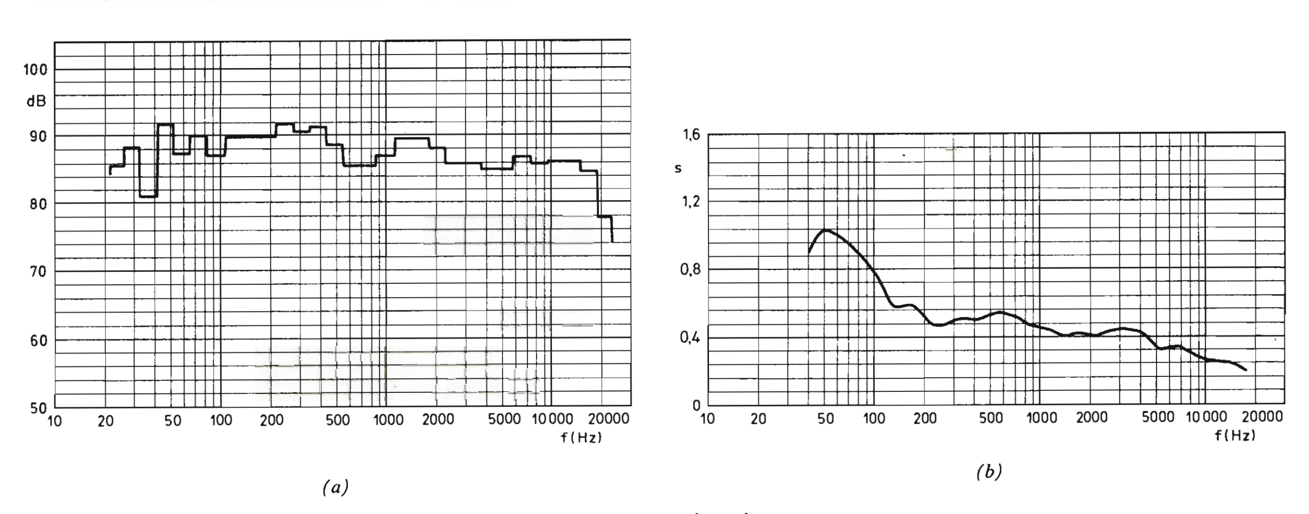


Figura 2. Sala de estar A: (a) los niveles de presión acústica; (b) el tiempo de reverberación.

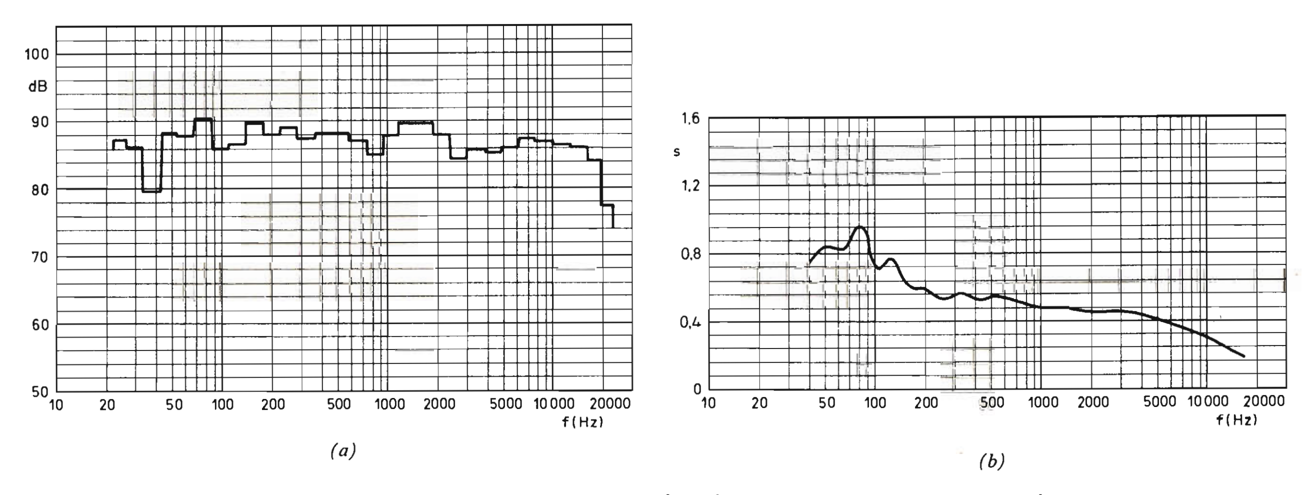


Figura 3. Sala de estar B: (a) los niveles de presión acústica; (b) el tiempo de reverberación.

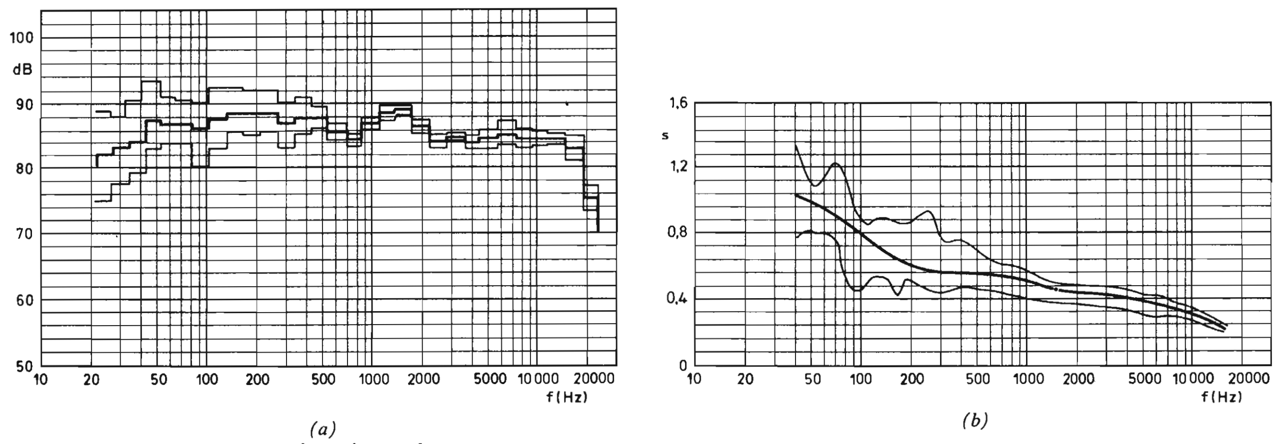


Figura 4. (a) Niveles de presión acústica límites y medios de seis salas de estar distintas. Los resultados son muy similares por encima de los 600 Hz. (b) Tiempos límites y medios de reverberación de seis salas de estar diferentes.

3. Nivel acústico en las salas de estar

Para que la reproducción proporcione sonido natural, es conveniente que el control de ganancia del amplificador esté debidamente ajustado. Esta condición es demasiado olvidada en la práctica, ya que se ajusta el control de ganancia a niveles demasiado altos, lo que produce inevitablemente un timbre poco natural debido al realce excesivo de los tonos graves. Además, la nitidez empeora y no se realza de forma adecuada porque los tonos agudos quedan enmascarados por los graves. Esto a veces es causa de quejas injustificadas sobre el rendimiento de los sistemas acústicos, los cuales realmente no tienen culpa alguna y únicamente se ha abusado de los mismos.

Fuera del laboratorio, se acostumbra a medir el nivel de presión acústica con instrumentos comparadores. Estos aparatos simplemente filtran el sonido recibido por el instrumento de medida, para simular las características del oído humano. Existen varias escalas de medida, pero la que se utiliza comúnmente es la denominada escala A; la mayoría de las mediciones de la presión acústica se hacen en unidades dBA, y los medidores de nivel acústico dan lectura directamente en dBA, correspondiendo los 0 dB al nivel umbral de 2×10^{-5} N/m^2.

Los puntos de referencia usuales son el de un sonido que apenas se oye (0 dBA), un dormitorio tranquilo a media noche (35 dBA), una tienda concurrida (60 dBA), un taller ruidoso (85 ó 90 dBA), un tren subterráneo cuando entra en la estación (95 dBA) y un reactor a 200 m (120 dBA). Otros puntos destacables dentro de este contexto son:

- Un televisor o receptor de radio con un nivel de escucha normal estará entre los 60 y 65 dBA. En un concierto la novena sinfonía de Beethoven puede producir en un momento determinado 105 dBA en la primera fila.
- Los niveles normales en los cines son del orden de 70 dBA.
- Los conjuntos Pop producen normalmente 110 dBA y a menudo pueden alcanzar picos de 120 y 130 dBA. La presión acústica en la boca de algunas trompetas que utilizan los conjuntos Pop es de 140 dBA, nivel considerado físicamente peligroso para los que estén muy cerca.

En algunos países se tiende a limitar el nivel acústico en las discotecas para evitar que la juventud sufra un daño constante en sus oídos. Cualquiera que sea la determinación que se tome e independientemente de la legislación que se aplique, hay que tener en cuenta que un equipo de alta fidelidad económico puede producir fácilmente niveles de 100 dBA en los oídos de un oyente si se emplean cascos auriculares, con lo que el fanático pop podrá ensordecerse si quiere sin molestar a los demás que se encuentran en la misma sala.

4. Situación de los altavoces

Es extremadamente difícil, por no decir imposible, deducir con exactitud de la curva de respuesta de un sistema de altavoces el comportamiento de este sistema en una sala de estar, especialmente debido a que la mayoría de las curvas de respuesta se obtienen por razones de normalización en cámaras anecoicas.

La situación de una caja de altavoces en una sala tiene un efecto considerable sobre la respuesta de frecuencias bajas. Como se ha indicado anteriormente, por encima de los 600 Hz la mayoría de las salas de estar son muy similares acústicamente. El oyente normalmente dispone de un gran número de posibilidades prácticas para la colocación de sus cajas acústicas. Algunas de estas posibilidades se describen en este artículo y se comparan los resultados de las medidas efectuadas mediante el uso del ruido rosa y un analizador de tiempo real.

La sala en la que se efectuaron las medidas es la que se muestra en la figura 5. La caja acústica con un solo

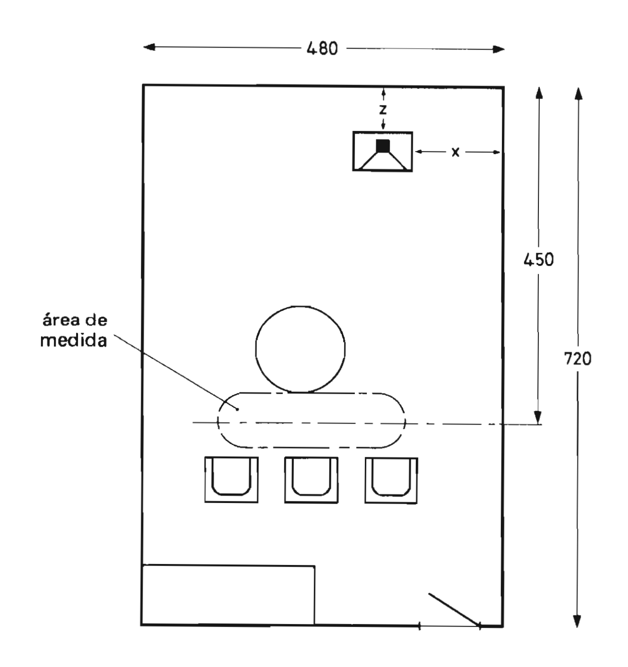


Figura 5. Sala de estar en la que se realizaron las pruebas de situación del altavoz.

altavoz que se utilizó para las pruebas, se colocó primero en una cámara anecoica y se obtuvo una curva de respuesta que se utilizó como referencia; esta curva está representada en la figura 6. Después se colocó el altavoz en la sala de estar situándolo de forma que quedara a 60 cm del suelo, 80 cm de la pared posterior y a 2 m de la pared lateral, volviéndose a medir la curva de respuesta. El resultado obtenido puede verse claramente en la figura 7.

Después se colocó el altavoz en el suelo y se varió las distancias a las dos paredes laterales para realizar una serie de pruebas. En la figura 8 se comparan los resultados obtenidos (curvas de trazo grueso) con los obtenidos en la primera posición (línea de puntos). Finalmente, el altavoz se montó a 60 cm del suelo y se realizó otra serie de pruebas; estos resultados se muestran en la figura 9.

En la figura 10 se muestran las diferencias de las respuestas comparadas con la de la primera posición. Las conclusiones a las que se llegó con esta serie de pruebas fueron que cuando la caja acústica estaba en el suelo la presión acústica dentro del margen comprendido entre los 150 y 400 Hz mejoraba de 3 a 9 dB, y entre 500 y 1000 Hz en 2 dB. Con el altavoz contra la pared para frecuencias de 40 a 100 Hz se obtenía una mejora de 4 a 5 dB, mientras que entre 120 y 300 Hz la presión acústica era 1 dB menor. Cuando el altavoz se situó en la esquina, para frecuencias entre 30 y 100 Hz la presión aumentó de 5 a 9 dB, y entre 120 y 400 Hz se redujo en 2 dB.

Si el lector observa la figura que se obtuvo en la cámara anecoica, se dará cuenta de lo difícil que es deducir de esta curva de respuesta el resultado final cuando la caja acústica se instala en la sala de estar.

Finalmente hay que tener en cuenta una importante regla en la colocación de los altavoces y que consiste en no poner obstáculos delante de la caja de altavoces. No tiene ninguna utilidad construir una caja de gran calidad y luego situarla en el suelo detrás de una silla y esperar que dé un resultado satisfactorio.

5. Sistemas de canales múltiples

Un oyente situado a una misma distancia de dos altavoces, separados entre sí cierta distancia y que reproduzcan el mismo sonido simultáneamente y con la misma intensidad, los oye como si se tratara de un solo altavoz y no de dos. La fuente aparente de la "imagen acústica virtual" está situada en el centro de la distancia que separa los dos altavoces. Pero si un altavoz reproduce el sonido antes o más fuerte que el otro, la imagen aparecerá más cerca de él. Un adelanto de 3 ms o una diferencia de 15 dB desplazará la imagen situándola exactamente en el altavoz dominante: diferencias de tiempo y de intensidad relativamente más pequeñas producirán desplazamientos menores. No obstante, los desfases que se producen por un retraso de tiempo se pueden compensar produciendo las diferencias correspondientes de intensidad.

La posibilidad acústica de mezclar dos sonidos convirtiéndolos en una sola imagen acústica cuya situación dentro de ciertos límites depende de las diferencias de intensidad y de tiempo de llegada entre estos sonidos, constituye el fundamento de la reproducción estereofónica del sonido.

Si un oyente está más alejado de un altavoz que del otro, la diferencia de distancia causa una diferencia adicional en el tiempo de llegada, desplazando así la imagen del sonido estereofónico hacia el altavoz más próximo. Este desplazamiento puede mantenerse dentro de límites razonables colocando los altavoces de forma conveniente en la sala de estar.

Si el sonido de dos altavoces llega con una diferencia de tiempo mayor que 3 ms, parece que todo el sonido procede del lugar que se oye primero; en este caso la imagen acústica no puede desplazarse aunque se intensifique el sonido del otro altavoz, y se malogra el efecto estereofónico de la reproducción. Con un retraso de unos 20 ms, se puede aumentar hasta unos 10 dB el altavoz que está retrasado antes de que oyente pueda apreciar que este altavoz está produciendo sonido. Sin embargo, afecta la calidad del sonido haciéndolo no sólo más fuerte sino también más "completo" en tono, a pesar del retraso.

Si la diferencia de tiempo supera los 50 ms, el sonido retrasado, a menos que sea el más débil de los dos en unos 10 dB o más, se oye separado como un eco molesto. Esto sólo se produce en salas con una acústica notablemente mala.

Para reproducir el sonido de la sala de conciertos en el hogar, es preciso comprender primero como se comporta el sonido en la sala de conciertos. La mayoría de los oyentes reciben de hecho más sonido por reflexión que directamente del escenario. Debido a que el sonido indirecto es difuso, su intensidad es prácticamente constante en casi todo el auditorio, mientras que el sonido directo es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia entre el oyente y el escenario.

Las intensidades relativas de estos sonidos dan una idea al oyente de su posición en la sala de conciertos. La palabra precisa un refuerzo adicional proporcionado por sonido indirecto que mejora la claridad de recepción si llega dentro de los 50 ms después del sonido directo.

Como datos finales se pueden resumir los aspectos de la acústica del auditorio sobre los cuales se debe basar la

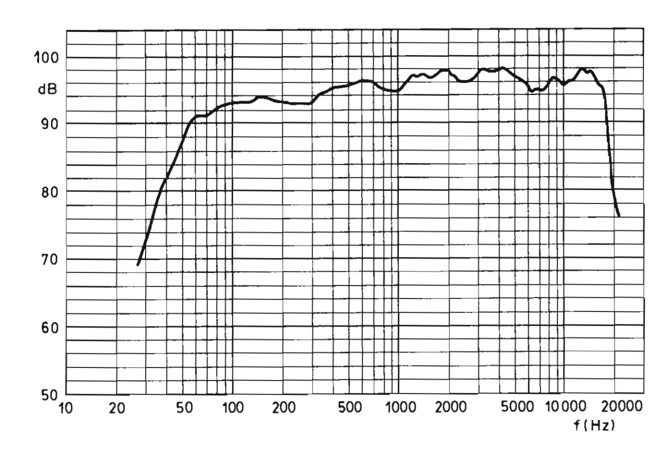


Figura 6. Curva de respuesta de una caja acústica medida en una cámara anecoica.

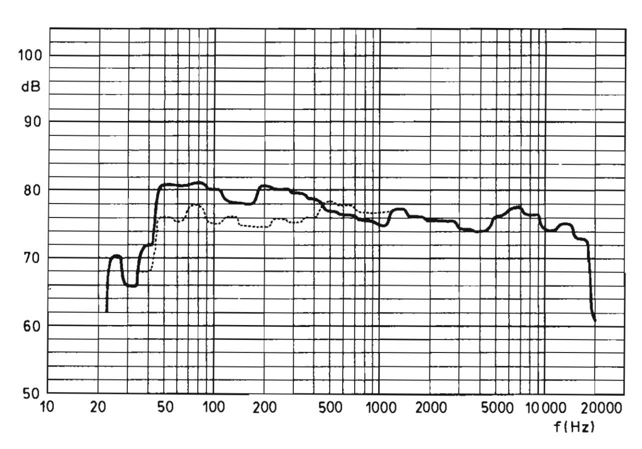


Figura 8. (b) Respuesta con la caja en el suelo, a 30 cm de la pared posterior y a 2 m de la pared lateral.

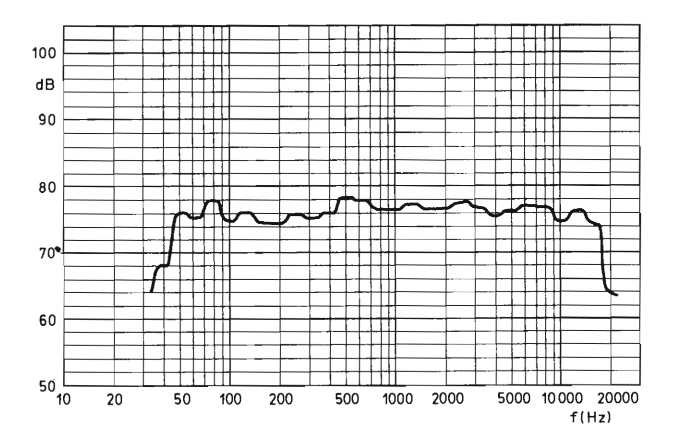


Figura 7. Curva de respuesta de una caja acústica en una sala de estar cuando se monta a 60 cm del suelo, 80 cm de la pared posterior y a 2 m de la pared lateral.

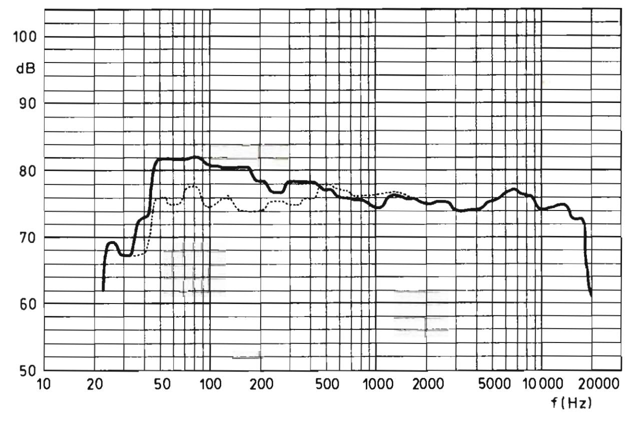


Figura 8. (c) Respuesta con la caja en el suelo contra la pared posterior y a 2 m de la pared lateral.

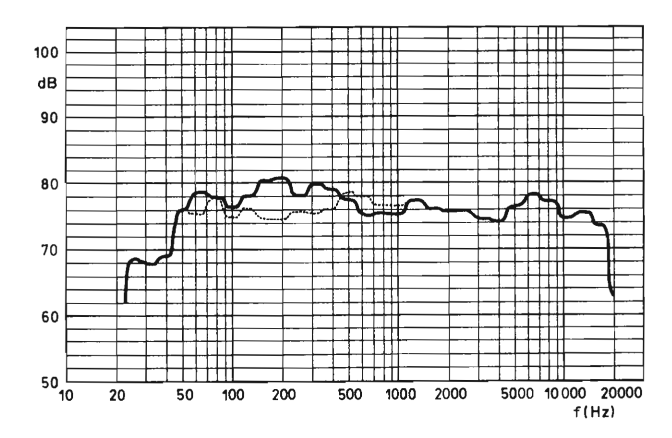


Figura 8. (a) Respuesta con la caja en el suelo, a 80 cm de la pared posterior y a 2 m de la pared lateral.

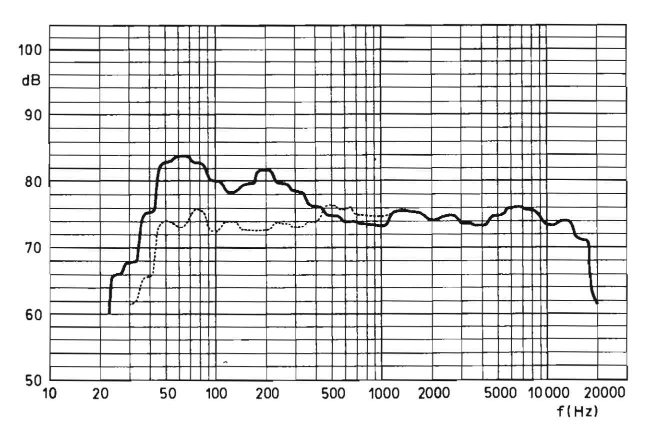


Figura 8. (d) Respuesta con la caja en la esquina.

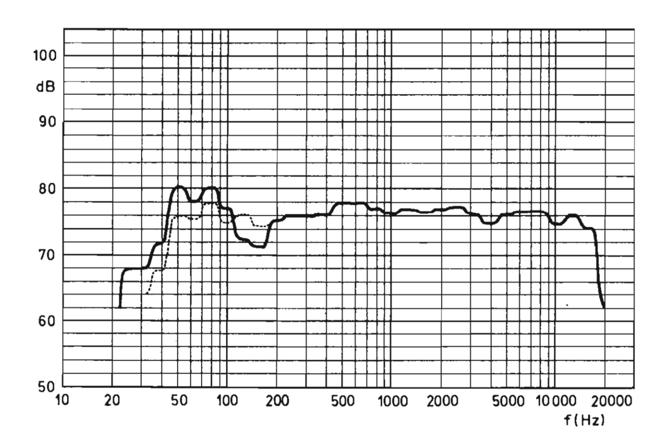


Figura 9. (a) Respuesta con la caja a 60 cm del suelo, a 30 cm de la pared posterior y a 2 m de la pared lateral.

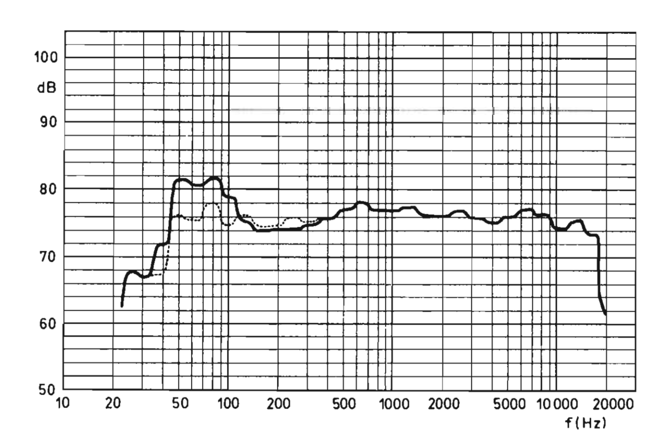


Figura 9. (b) Respuesta con la caja a 60 cm del suelo, contra la pared posterior y a 2 m de la pared lateral.

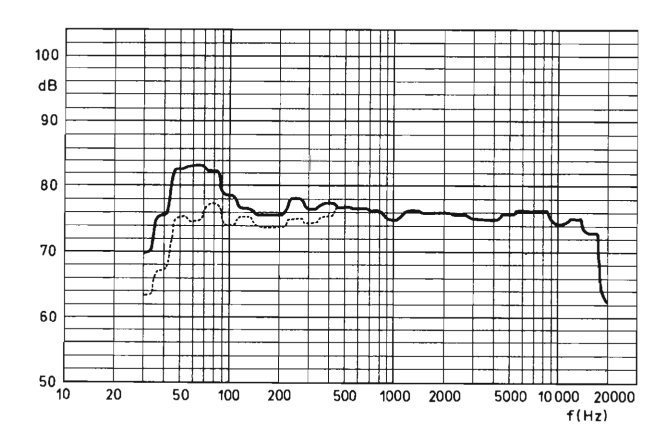


Figura 9. (c) Respuesta con la caja a 60 cm del suelo y en la esquina.

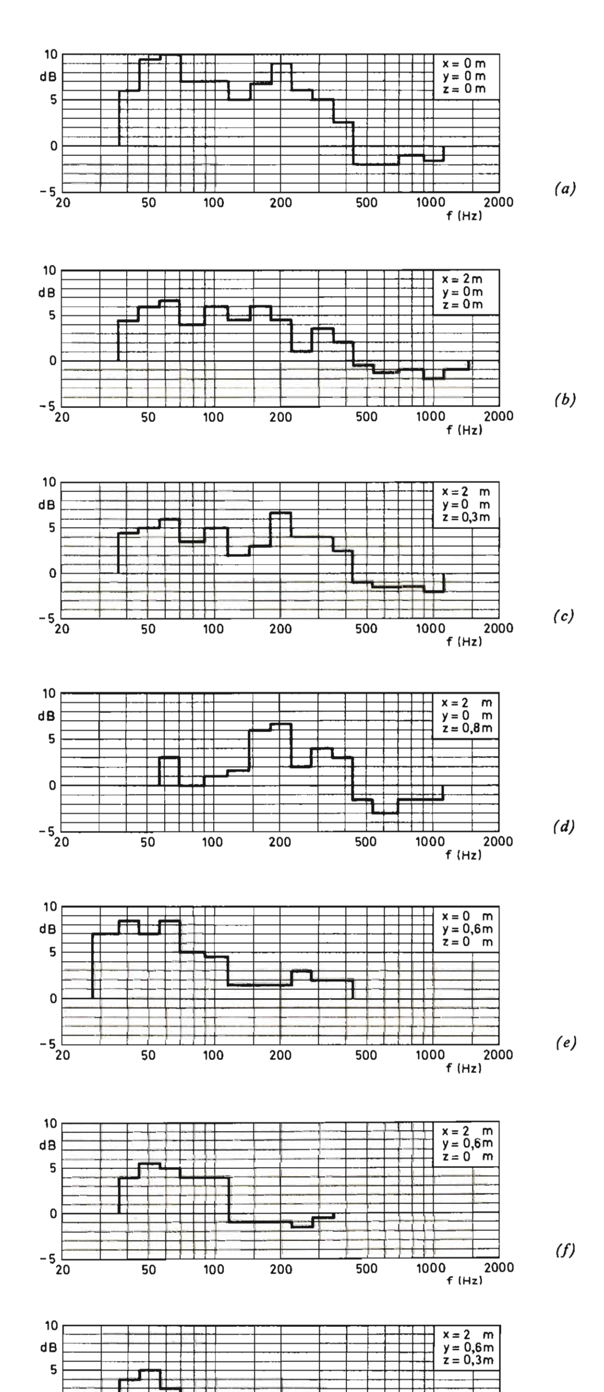


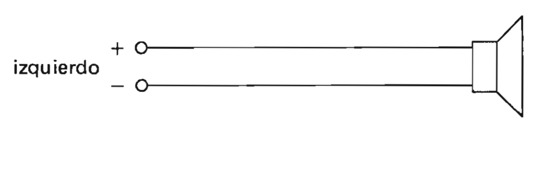
Figura 10. Diferencias de las respuestas con relación a la primera posición (figura 7) (x = distancia de la pared lateral, y = altura desde el suelo, z = distancia de la pared posterior). Obsérvese el incremento de los graves debido a la colocación en la esquina sobre el suelo.

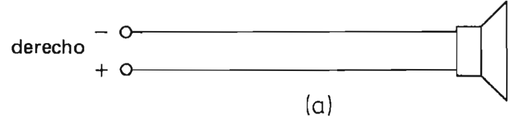
acústica de nuestra propia sala y la instalación a efectuar:

- En primer lugar la diferencia fundamental entre el sonido directo y el indirecto. El sonido directo proporciona la sensación estereofónica de lo que ocurra en el escenario o en la plataforma de conciertos. También permite una "distinción" de la música. El timbre, la difusión y la reverberación del sonido indirecto crean una impresión de grandeza del auditorio, dando al sonido una calidad más amplia y enriqueciendo el tono de la música.
- El retraso del sonido indirecto proporciona una sensación del tamaño del auditorio.
- Las intensidades relativas del sonido directo e indirecto dan la sensación de distancia.

Con los datos anteriores el lector podrá apreciar claramente que se puede mejorar la calidad reproduciendo el sonido "indirecto" en la parte posterior de la zona de audición en la sala de estar. Con una sola caja acústica adicional se puede conseguir una gran mejora en realismo. La conexión se puede realizar como se indica en la figura 11. Es obvio que el nivel de reproducción del sonido posterior tiene que ser determinado por el propio oyente para que se adapte a la forma adecuada a la sala de estar y al efecto que desea crear.

Los sistemas cuadrafónicos que tienen en cuenta los distintos aspectos del retraso del sonido para realizar el realismo de la reproducción en una sala de estar pueden producir unos resultados realmente excelentes.





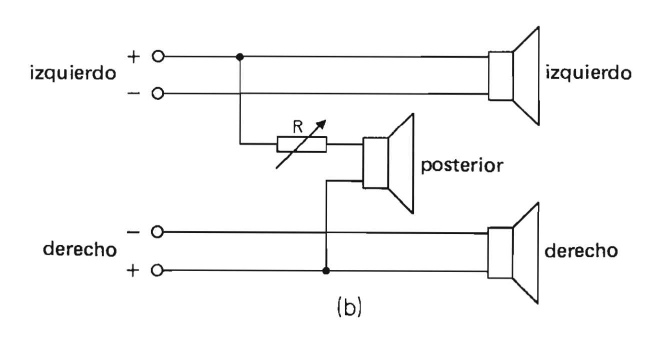


Figura 11. Conexión de un altavoz adicional para mejorar el realismo.

SISTEMAS DE ACOPLAMIENTO DEL CONTROLADOR LOGICO PROGRAMABLE

Debido a su gran flexibilidad, el controlador lógico programable (PLC) es adecuado para el control de instalaciones y procesos industriales en el más amplio sentido. Este artículo describe la forma de realizar el acoplamiento entre las entradas y salidas de 24 V del controlador lógico programable y los diversos niveles de tensión y corriente en la instalación a controlar.

1. INTRODUCCION

Los controladores lógicos programables (PLC) se utilizan cada vez más en el control de máquinas y procesos. Tienen realmente una flexibilidad ilimitada y de este modo se pueden programar de acuerdo con las necesidades del usuario y las de la aplicación. Incluso, durante el funcionamiento, es fácil realizar cambios en el programa. En nuestro sistema, se puede utilizar una unidad de programa con cualquier número de controladores y no se necesita un operador adiestrado.

Los módulos de entrada y salida, cada uno con 16 canales de dirección, se utilizan para la comunicación entre el controlador lógico programable y el exterior. El controlador lógico programable puede manejar 512 señales de entrada y salida, de modo que se pueden conectar en total 32 módulos de entrada y salida.

El controlador lógico programable está diseñado para funcionar con niveles de máquina normalizados de 24 V ± 25%. Las entradas no se activan mediante cualquier señal en los terminales de entrada entre 0 V y 7 V (c.c. o eficaces). Ellas son activadas mediante cualquier señal entre 18 V y 30 V (c.c. o eficaces). Todos los canales de entrada y salida son fotoacopladores aislados del circuito interno del controlador lógico programable.

Este artículo describe algunos circuitos de acoplo entre los niveles de entrada y salida normalizados del controlador lógico programable y los niveles de tensión y corriente que se encuentran en la planta a controlar.

2. ACOPLAMIENTO CON LAS ENTRADAS DEL PLC

2.1. Módulos de entrada IM10 e IM11

Hay dos tipos de módulos de entrada, el IM10 para señales de entrada de c.c. y el IM11 para señales de entrada de c.a. Las figuras 1 y 2 muestran el circuito sim-

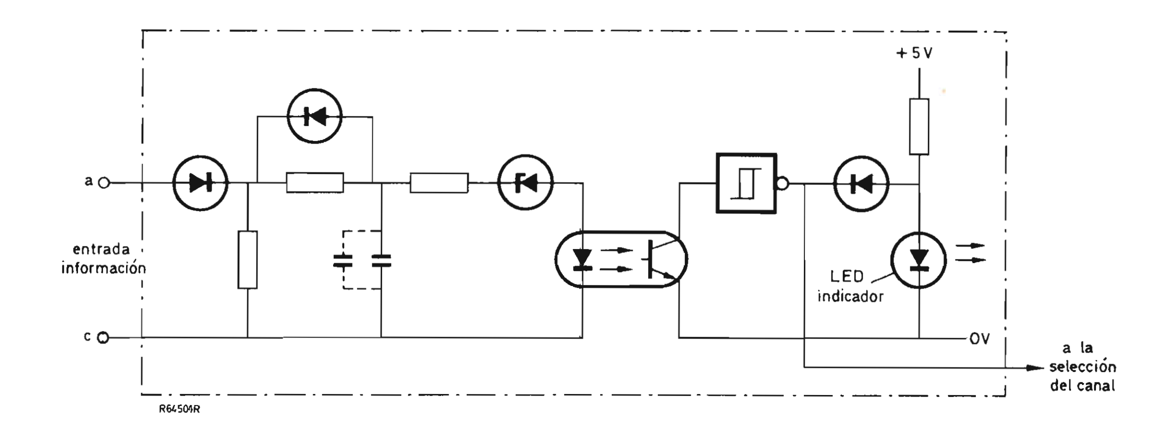


Figura 1. Circuito simplificado de un canal de entrada del IM10 (entrada de c.c.).

plificado de un canal de estos módulos. Para lograr el aislamiento eléctrico, se incluyen fotoacopladores que permiten hasta una diferencia de potencial de 1 kV entre el circuito de salida y el circuito controlador interno. Un diodo LED indica el nivel lógico de entrada (el LED se enciende cuando el nivel de entrada está en estado ALTO). El canal de entrada IM11 tiene una red rectificadora y de filtro para manejar señales de c.a. Las 16 entradas son independientes unas de otras. Los niveles de entrada normalizados son: 24 V de c.c. ± 25% para el IM10 (10 mA típicos que activan la corriente de entrada con un nivel nominal de 24 V) y 24 V eficaces ± 25% para el IM11.

Para suprimir el ruido de entrada, el IM10 tiene una capacidad que proporciona un retardo de 1 ms; esto permite una respuesta suficientemente rápida si se utilizan transductores electrónicos de entrada. Para eliminar el efecto de un contacto brusco o lograr una mejor supresión de ruido, puede añadirse una capacidad adicional (1 ms de retardo por 0,5 μF).

2.2. Circuitos de acoplamiento de entrada

2.2.1. Conmutación directa

El canal de entrada de un módulo IM10 puede alimentarse a partir de una fuente de 24 V a través de un contacto de relé o conmutador, si no se produce oxidación del contacto. (Cuando en la superficie de contacto

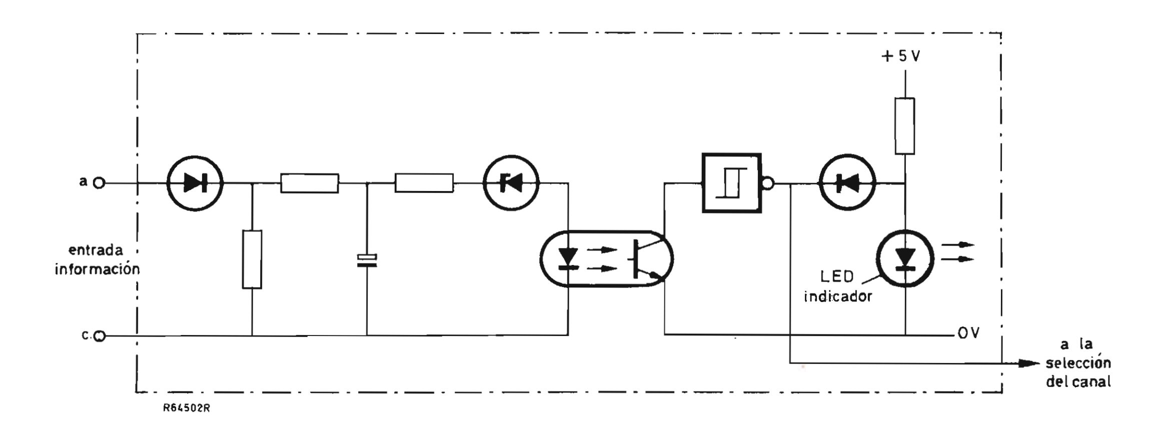


Figura 2. Circuito simplificado de un canal de entrada del IM11 (entrada de c.a.).

se puede acumular polvo o una capa de óxido, hay que utilizar una tensión de alimentación superior.) Las figuras *3a* y *3b* ilustran dos métodos posibles. Se elimina el efecto de un contacto brusco utilizando una capacidad adicional. Si la tensión de alimentación de entrada es 24 V ± 25% de c.a., se utiliza el módulo IM11.

2.2.2. Excitación a partir de módulos NORBIT

Las figuras *4a* y *b* ilustran la excitación de entrada del IM10 a partir de un elemento NORBIT (puerta NOR o amplificador). Para obtener la corriente de entrada deseada de 10 mA, se pueden conectar en paralelo dos entradas de la puerta NOR. Si el elemento NORBIT tiene una carga de colector interna (puerta NOR y 2.IA60), no se debe conectar la alimentación lógica.

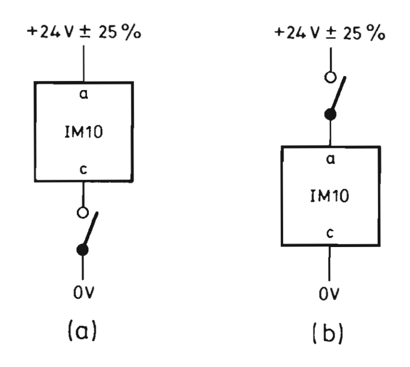


Figura 3. Conmutación directa del IM10: (a) contacto a 0 V, (b) contacto a +24 V.

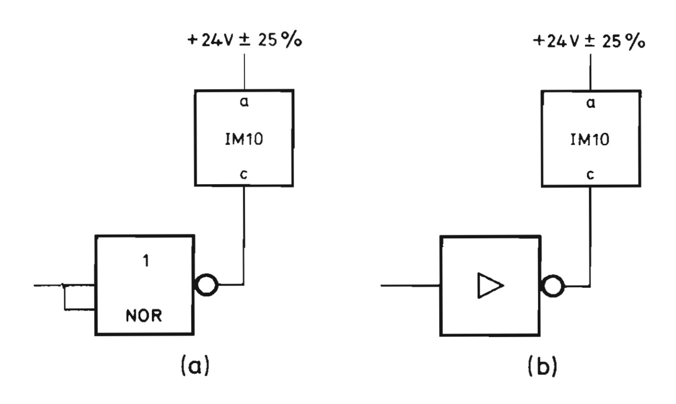
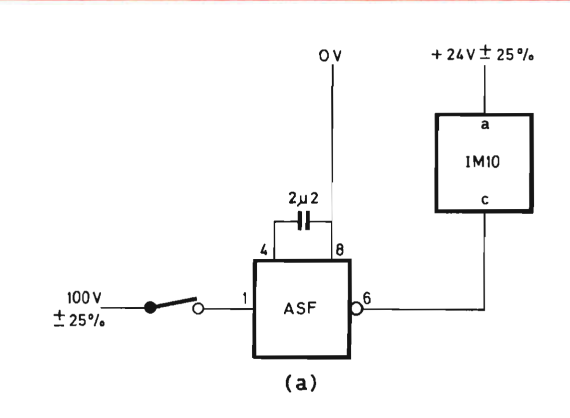


Figura 4. Excitación del IM10 mediante un módulo NORBIT de la serie 60 ó 61: (a) puerta NOR, (b) amplificador.



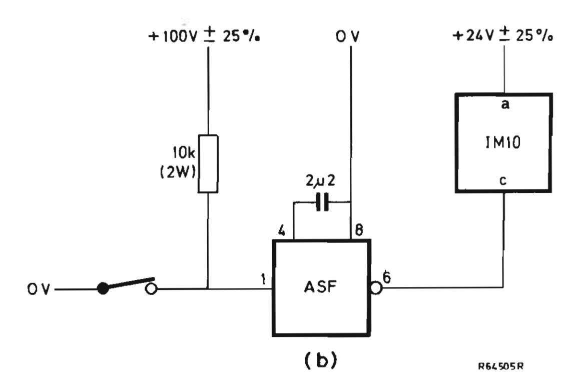


Figura 5. Conmutación de alta tensión mediante el 2.ASF60: (a) IM10 activado con el conmutador cerrado, (b) IM10 activado con el conmutador abierto.

2.2.3. Excitación a partir de una tensión de c.a. superior mediante el 2.ASF60

El filtro del conmutador activo de doble entrada 2.ASF60 es ideal para activar la entrada del IM10 a partir de un conmutador. Este acepta 100 V ± 25%, de modo que se evita tener una pobre resistencia de contacto ya que la elevada tensión de c.c. quemará la zona de polvo y de película de óxido. La figura 5 muestra dos métodos posibles de utilizar el 2.ASF60; el condensador de retardo de 2,2 μF suprime la interferencia de contacto. La figura 6 da un esquema similar para una menor tensión de c.c. de entrada (la resistencia en serie disminuye a 5,6 kΩ para una entrada de 50 V).

2.2.4. Excitación a partir de una tensión alterna mediante el 2.ASF60

Las entradas del IM10 se pueden excitar a partir de la red por medio del 2.ASF60; véase la figura 7. La entrada

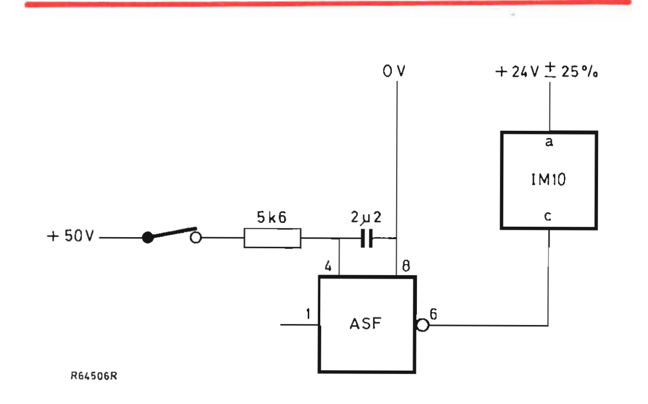


Figura 6. Excitación del IM10 a partir de una fuente de 50 V mediante el 2.ASF60 (activado con el conmutador cerrado).

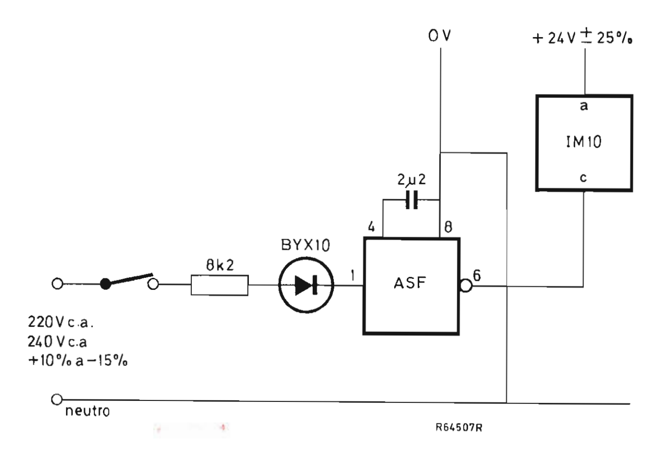


Figura 7. Excitación del IM10 a partir de la red de c.a. mediante el 2.ASF60.

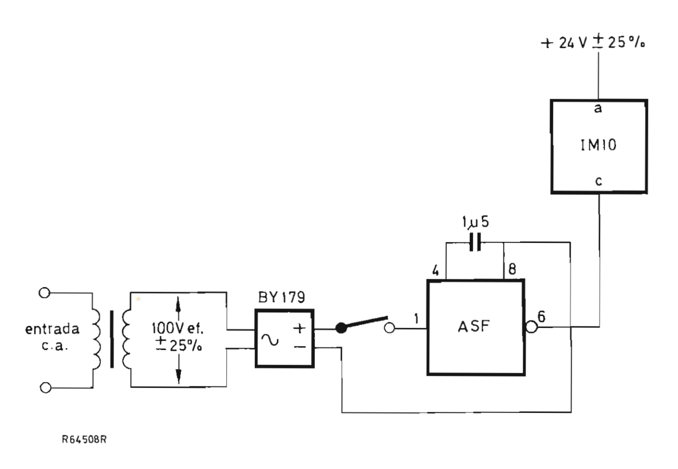


Figura 8. Excitación del IM10 a partir de la red de c.a. mediante un transformador, un rectificador y el 2.ASF60.

de c.a. está rectificada (patilla 8 del 2.ASF60 conectada al neutro) y filtrada. Para obtener suficiente excitación de entrada, el condensador de filtro debe tener una capacidad de por lo menos 2,2 μF.

El circuito de excitación de la figura 8 proporciona aislamiento de red. El conmutador se conecta a la entrada del 2.ASF60 de modo que un transformador y el rectificador de onda completa BY179 pueden alimentar varias unidades 2.ASF60 (el número de unidades está limitado por el valor nominal de la corriente continua del BY179). Para una tensión del secundario de 100 V ± 25%, el condensador de filtro debe tener un valor de 1,5 μF, o más.

Las entradas del IM11 se pueden excitar a partir de una corriente alterna sin utilizar el 2.ASF60 y el condensador de filtro.

2.2.5. Excitación a partir de detectores industriales de estado sólido

El detector de estado sólido es más caro que un conmutador mecánico, pero ofrece las siguientes ventajas:

- mucho mayor tiempo de vida,
- no presenta contactos bruscos o interferencias,
- mayor frecuencia de funcionamiento,
- encapsulado total, y por lo tanto protegido contra polvo, aceite y ambientes agresivos.
- detección de proximidad, por lo que no existe carga mecánica en el sistema.

Si los detectores se utilizan en ambientes de ruido eléctrico, o si se alejan más de 5 metros del control lógico, se debe utilizar un cable blindado sólo para las señales del detector.

Se dispone de una amplia variedad de detectores para que el usuario elija el detector que se ajusta más a su propósito.

En este apartado se dan varios circuitos para el acoplamiento del módulo IM10 con detectores de metal. Dependiendo del tipo de detector, el IM10 estará activado (corriente de entrada circulante) tanto si se detecta el metal como si no.

El detector electromecánico de posición IVSR y los detectores de proximidad tubulares roscados inductivos IPD080, IPD120 e IPD180 pueden transportar la corriente de 10 mA requerida para excitar la entrada del IM10 y por tanto son adecuados para conmutación directa; véanse las figuras 9 y 10. En la tabla 1 se dan algunos datos de los detectores IPD.

Los detectores tipo MVSO, VSO, EPD y EPD60 tienen una capacidad de salida insuficiente y por tanto

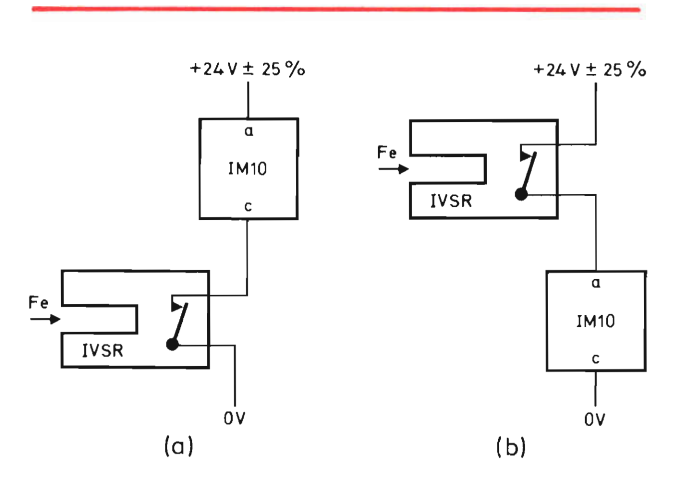


Figura 9. Excitación del IM10 mediante el módulo IVSR: (a) a 0 V, (b) a +24 V; la entrada del IM10 está activada sin hierro en el entrehierro.

necesitan una etapa de acoplamiento para alimentar al IM10; véanse las figuras 11 a 14. La etapa BC547 es universal para todos estos circuitos de excitación, y el resistor de base de 3,3 kΩ asegura:

- el corte del transistor BC547 mientras la salida del detector está en estado BAJO ($I_C < 0{,}1$ mA para $T_j = 125°$C),
- la excitación suficiente de base para saturar el BC547 con la corriente de colector de 10 mA requerida mientras la salida del detector está en estado ALTO.

2.2.6. *Excitación a partir de circuitos integrados*

Si los módulos IM10 se deben excitar a partir de una puerta LOCMOS o una puerta TTL normalizada, los circuitos de las figuras 15 y 16 ofrecerán una buena solución. En la figura 15 (puerta LOCMOS) se utiliza el circuito universal de excitación que se describió en el apartado anterior. Para el resistor de base igual a 3,3 kΩ,

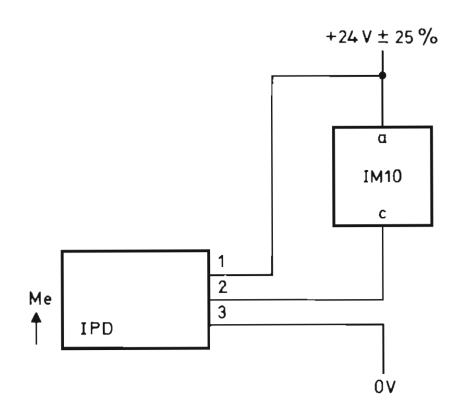


Figura 10. Excitación del IM10 mediante el módulo IPD (véase la tabla 1 para el código de colores); la entrada del IM10 está activada si se detecta metal.

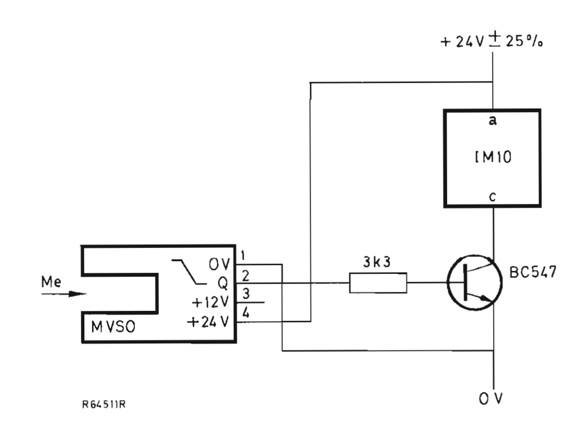


Figura 11. Excitación del IM10 mediante el módulo MVSO; la entrada del IM10 está activada sin metal en el entrehierro.

Tabla 1. *Datos más importantes de los detectores de proximidad tubulares roscados inductivos IPD080, IPD120 e IPD180.*

detector	código color; patilla: 1	2	3	máx. frec. detección	distancia tip. funcionamiento
IPD080	marrón	verde	blanco	⩾ 1,5 kHz	1 mm
IPD120	marrón	verde	blanco	⩾ 1 kHz	2 mm
IPD180	marrón	negro	azul	⩾ 0,5 kHz	5 mm

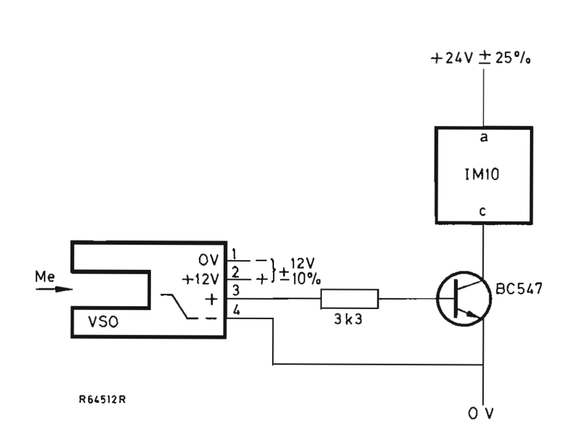


Figura 12. Excitación del IM10 mediante el módulo VSO; la entrada IM10 está activada sin metal en el entrehierro.

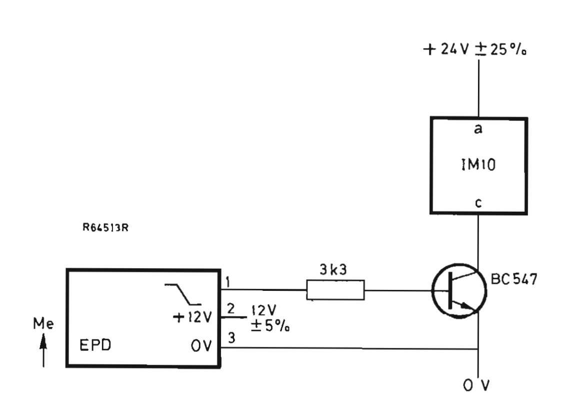


Figura 13. Excitación del IM10 mediante el módulo EDP; la entrada del IM10 está activada cuando no se detecta metal.

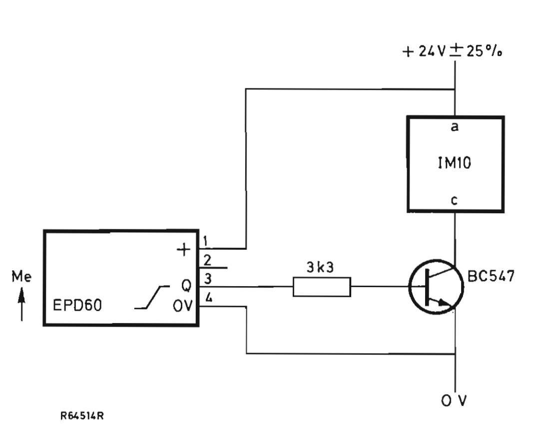


Figura 14. Excitación del IM10 mediante el módulo EDP60; IM10 está activado cuando se detecta metal.

la disipación en el transistor MOS de canal P estará muy por debajo del límite aceptable. La puerta TTL normalizada (figura 16) tiene una elevada impedancia de salida en el estado ALTO de salida, de modo que se debe añadir un resistor de arrastre de 3,9 kΩ para obtener suficiente excitación de base. La carga producida por el resistor, es menor que una unidad de carga.

2.2.7. Circuito de excitación del IM11

La figura 17 muestra la forma de excitar la entrada del IM11 a partir de la red de c.a. El circuito es extremadamente sencillo ya que no necesita un condensador externo de filtrado.

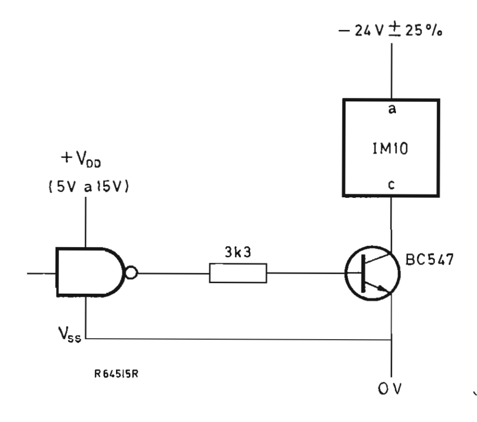


Figura 15. Excitación del IM10 a partir de una puerta LOCMOS; la entrada IM10 está activada cuando la salida de la puerta está en ALTO.

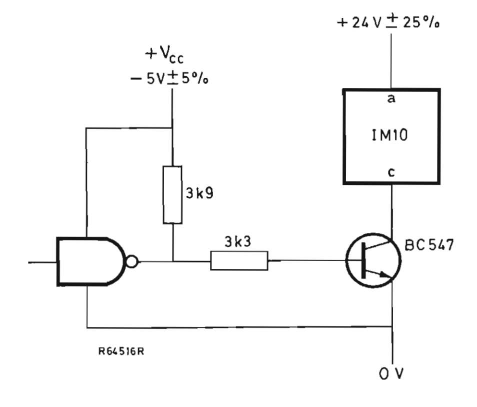


Figura 16. Excitación del IM10 a partir de una puerta normalizada TTL; la entrada del IM10 está activada cuando la salida de la puerta está en ALTO.

3. ACOPLAMIENTO A LAS SALIDAS DEL PLC

3.1. Módulo de salida OM10

Como en el caso del IM10 e IM11, el módulo de salida OM10 tiene 16 canales de salida con fotoacoplador aislado (se permite hasta una diferencia de potencial de 1 kV entre el circuito interno y externo).

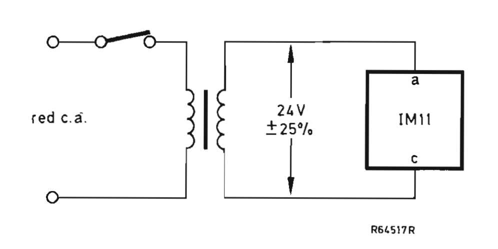


Figura 17. Excitación directa del IM11.

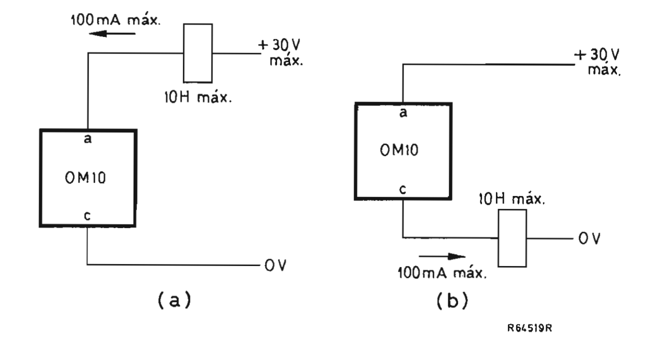


Figura 19. Salida del OM10 excitando el relé (100 mA de capacidad; (a) sumidero de corriente; (b) fuente de corriente.

La figura 18 es el circuito simplificado de un canal de salida. El diodo LED se ilumina cuando el transistor de salida conduce (la salida del OM10 activada). La tensión permitida en la salida es 30 V con el transistor de salida sin conducir, en conformidad con la salida normalizada de 24 V ± 25% (máxima corriente de corte de colector 10 μA); la corriente de salida nominal es 100 mA (máxima tensión de saturación 1,5 V). Un diodo supresor de tensión ofrece protección contra cargas con una inductancia de hasta 10 H. La resistencia en serie puede ser necesaria para limitar la corriente de entrada de una carga capacitiva o de una lámpara.

3.2. Circuitos de acoplamiento de salida

3.2.1. Excitación del relé

Los relés funcionan con 24 V, no necesitando más que 100 mA de corriente de activación y con una inductancia de hasta 10 H y pueden activarse directamente a partir de la salida del OM10. La figura 19 muestra dos circuitos posibles de excitación del relé.

3.2.2. Excitación de lámpara remota

En muchos ejemplos de indicación remota por una lámpara, se desea añadir además un indicador LED. La figura 20 muestra un circuito de excitación de lámpara con resistor de precalentamiento de filamento y resistor para supresión de corrientes transitorias para limitar las corrientes transitorias de la lámpara a un valor seguro. Esta disposición también alargará la vida de la lámpara.

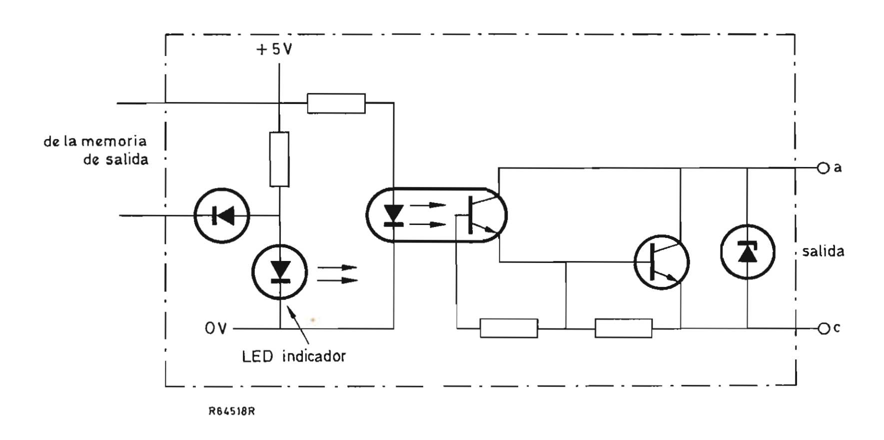


Figura 18. Circuito simplificado de un canal de salida del OM10.

3.2.3. Excitación de cargas de c.c. mediante módulos NORBIT

Los módulos NORBIT se pueden utilizar como excitadores de potencia para cargas de c.c. Los circuitos bloque adecuados son el UPA61, HPA60 y GLD60.

Al activar el OM10, su tensión de salida puede ser tan elevada como 1,5 V. Esta es más elevada que el nivel "0" especificado para los módulos NORBIT (0 V ⩽ nivel "0" ⩽ + 0,3 V). Las figuras 21*a* y *b* muestran los circuitos de excitación inversores y no inversores que evitan una incierta operación del elemento NORBIT. En el circuito de la figura 21*a*, el diodo regulador de tensión BZY88-C3V9 presenta una elevada impedancia en cuanto el OM10 se activa, de modo que el nivel de entrada del módulo NORBIT es 0 V. Este aumentará a por lo menos 14 V cuando el OM10 no se activa (11,4 V ⩽ nivel "1" del NORBIT ⩽ 24 V ± 25%).

En la figura 21*b*, el resistor de 10 kΩ conecta la elevada impedancia del transistor de corte de salida del OM10 a 0 V, reduciendo así la interferencia en la entrada del NORBIT a un nivel aceptable.

UPA61. Las figuras 22, 23 y 24 muestran circuitos que utilizan el amplificador de potencia universal UPA61 como un amplificador de baja potencia inversor y no inversor (corriente de carga hasta 0,3 A) y como un amplificador de potencia media inversor (corriente de carga hasta 1 A). El diodo fijador interno proporciona protección contra cargas inductivas con una inductancia de hasta 10 H (patillas 15 y 16 interconectadas). Para inductancias de valor superior se debe colocar un diodo de valor adecuado entre los terminales de carga (patillas 15 y 16 no interconectadas).

HPA60. El amplificador de potencia elevada HPA60

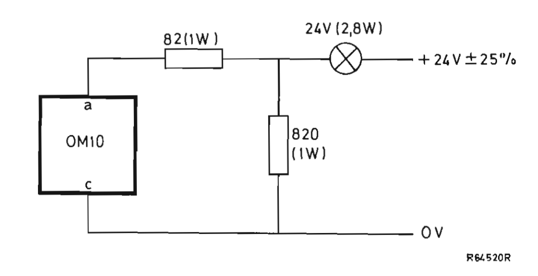


Figura 20. Circuito de excitación remota de lámpara.

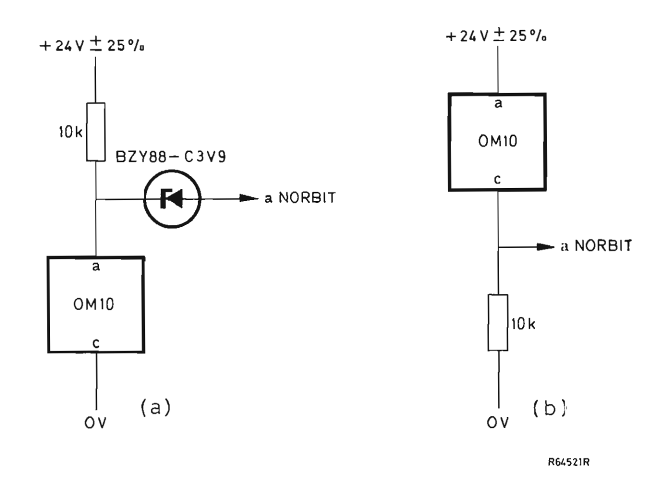


Figura 21. Salida del OM10 excitando un NORBIT: (a) inversor (salida del OM10 activa, entrada del NORBIT en nivel BAJO); (b) no inversor (salida del OM10 activa, entrada del NORBIT en ALTO). El diodo regulador de tensión y el resistor de 10 kΩ se deben montar cerca de la entrada del NORBIT. Estos circuitos también son adecuados para excitar el FZL141/PA33 y el FZL141S/PA33.

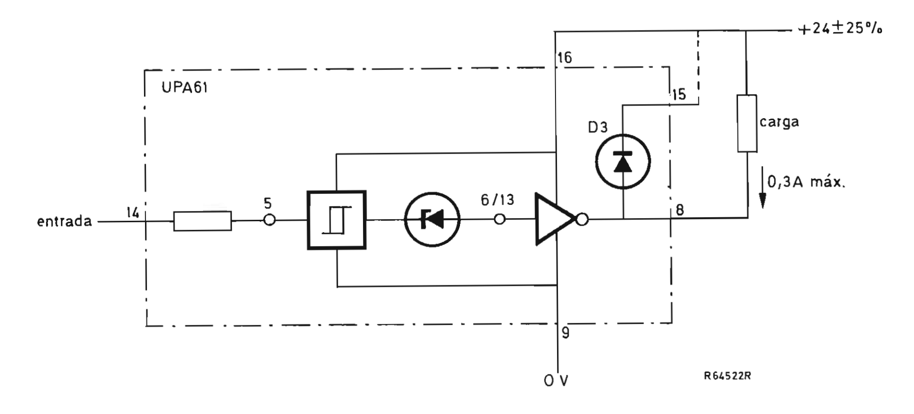


Figura 22. Excitación de una carga de c.c. mediante UPA61 conectado como un amplificador de baja potencia inversor (hasta una corriente de salida de c.c. de 0,3 A). Para conectar la entrada véase la figura 21. Interconectar las patillas 15 y 16 si la carga es inductiva.

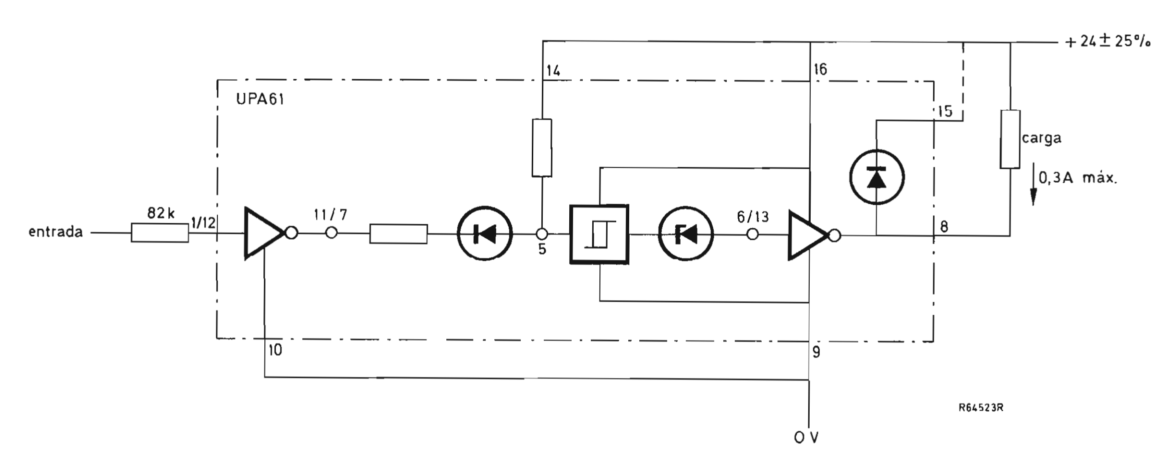


Figura 23. Excitación de una carga de c.c. mediante el módulo UPA61 conectado como un amplificador no inversor de baja potencia (hasta una corriente de salida de c.c. de 0,3 A).

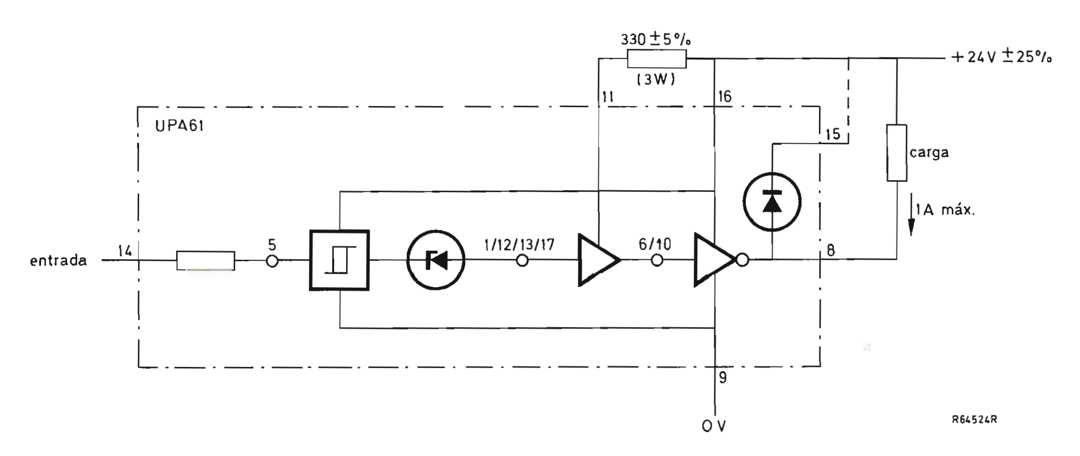


Figura 24. Excitación de una carga de c.c. mediante el módulo UPA61 conectado como un amplificador inversor de potencia media (corriente de salida de c.c. de hasta 1 A).

puede excitar cargas con una corriente de carga de hasta 2 A. En la figura 25, el circuito está provisto de un indicador de lámpara remoto. Un diodo fijador interno proporciona protección contra cargas con una inductancia de hasta 10 H. Si se desconecta la carga del HPA60, como es el caso de sistemas con conmutación automático/manual, es aconsejable conectar un diodo de valor adecuado en paralelo con la carga.

GLD60. La ventaja del excitador con carga conectada a masa, GLD60, es que la carga se conecta a la línea de 0 V, de modo que la carga no se activa si está conectada a tierra o si se interrumpe la entrada de control. La figura 26 muestra el módulo GLD60 utilizado como un excitador de relé. Para aumentar la capacidad de corriente de salida, se añade una etapa BDX35; véase la figura 27.

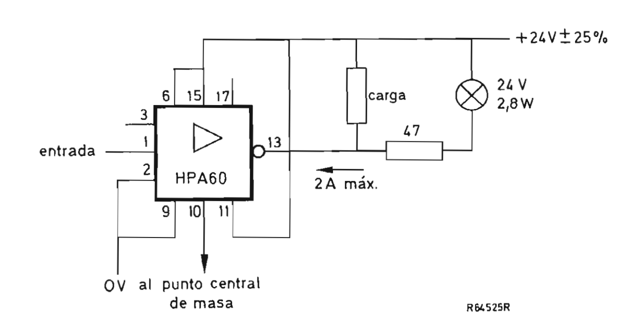


Figura 25. Excitación de un solenoide y una lámpara mediante el módulo HPA60 (corriente de salida de c.c. hasta 2 A). Para conectar la entrada véase la figura 21.

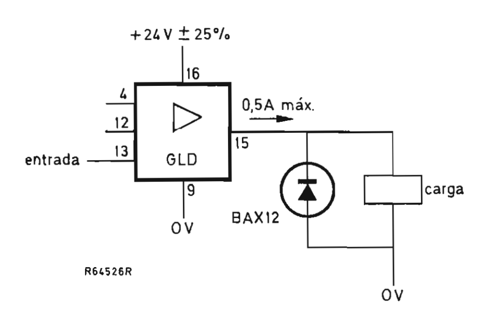


Figura 26. Excitador de relé GLD60 (corriente de salida de c.c. hasta 0,5 A). Para conectar la entrada véase la figura 21.

Un cortocircuito a tierra da lugar a una corriente destructiva que circula a través del transistor de salida. El circuito de la figura 28 evita esta condición mediante la desconexión instantánea de cualquier corriente excesiva de carga. En cuanto la tensión a través del resistor sensor de corriente R_3 es superior a 1 V (corriente de carga mayor que 0,5 A), el tiristor TH_1, BRY39, pasa a conducir. Como resultado, la entrada, patilla 3, de la puerta NOR conmuta a un nivel ALTO y la puerta NOR aplica un nivel lógico BAJO a la entrada de anulación, patilla 4, del excitador de potencia GLD60; éste desconecta la corriente de carga. El diodo de soldadura de oro tipo AAZ17, con una tensión directa menor que 0,2 V, se utiliza como D_1 para minimizar la caída de tensión a través de R_3. Después de eliminar la sobrecarga el circuito se restablece pulsando y soltando S_1, lo que da lugar a que TH_1 se descebe. Bajo condiciones normales, el diodo D_3 aisla la salida en ALTO de la puerta NOR de la entrada del excitador de potencia GLD60, permitiendo así el control de la última mediante la señal de entrada de la patilla 12. Una señal en ALTO en la entrada inhibida, patilla 5, de la puerta NOR desconectará la carga.

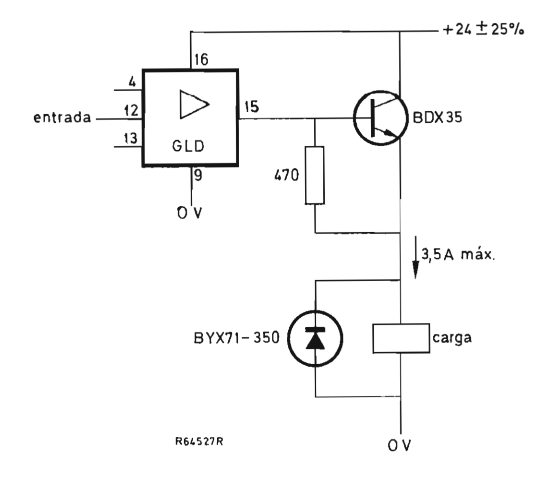


Figura 27. Excitador de relé de elevada potencia GLD60 (corriente de salida de c.c. de hasta 3,5 A). Para conectar la entrada véase la figura 21. El transistor BDX35 se monta en un radiador de 4,5°C/W.

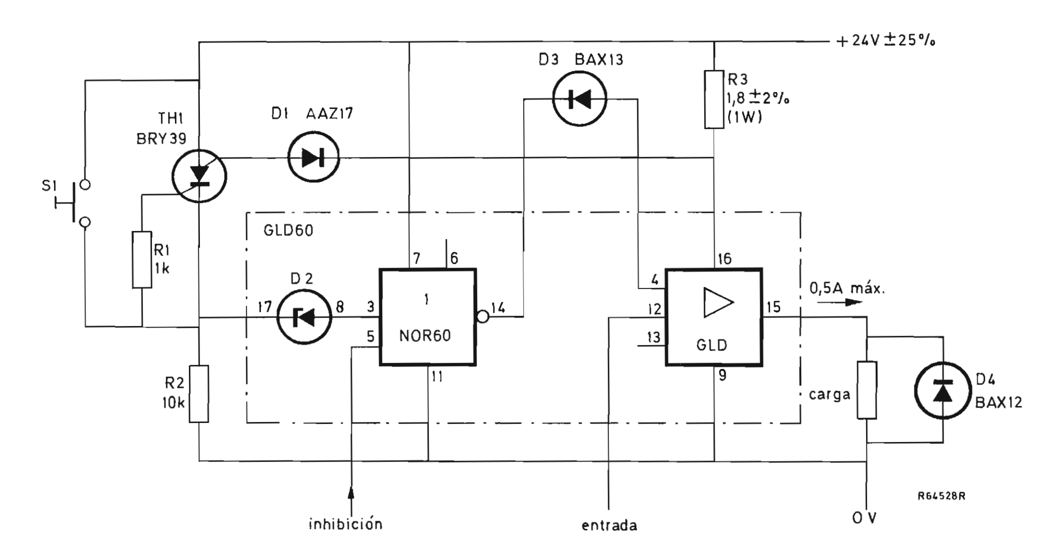


Figura 28. Excitación de relé GLD60 con protección de sobrecargas. Para aumentar la capacidad de corriente de salida añadir el transistor BDX35 (figura 27) y sustituir R_3 por un resistor de 0,18 Ω ±2%, 1 W.

El método de protección contra sobrecargas que se muestra en la figura 28, se puede utilizar para el circuito excitador de relé de elevada potencia de la figura 27 (resistor sensor de corriente de 0,18 Ω en serie con el colector BDX35).

Estos tres circuitos son no inversores; un nivel ALTO aplicado a la entrada conectará la carga.

3.2.4. Excitación de cargas de c.c. mediante el FZL141/PA33

El módulo lógico FZL141/PA33 de elevada inmunidad a ruidos (HNIL) es un excitador de potencia no inversor para etapas de transistor a prueba de cortocircuito. Este está diseñado para una tensión de alimentación V_p de 11,4 V mínimo a 20 V máximo. Donde la tensión de alimentación es 24 V ± 25%, se debe utilizar el FZL141S/PA33. Las figuras 29 y 30 muestran dos posibles circuitos de excitación, uno para una tensión de carga igual a V_p, el otro para una tensión de alimentación de hasta 60 V. La patilla 5 es la entrada sensora de sobrecargas. Cualquier condición de sobrecargas (corriente drenada de la patilla 5) produce una desconexión inmediata. La persistencia de la sobrecarga es detectada por los subsiguientes impulsos de reloj. Después de reestablecerse la condición normal de carga,el circuito no se restablecerá hasta el próximo impulso de reloj.

La figura 29 da un circuito para una corriente de carga de hasta 3 A ó 0,5 A utilizando R_2 como resistor sensor de corriente. Una carga inductiva requiere un diodo fijador en los terminales de la carga.

En la figura 30, TR_1 empezará a conducir si la tensión en el resistor sensor de corriente R_6 es superior a unos 0,5 V, lo cual dispara el circuito de protección de sobrecarga del módulo.

La entrada de ambos circuitos se excita mediante el circuito dado para el módulo NORBIT, figuras 21*a* y *b*. La corriente de carga circulará cuando la entrada esté en ALTO.

3.2.5. Excitación de cargas de c.c. mediante transistores de potencia Darlington

Los transistores de potencia Darlington tienen elevada ganancia de corriente y por lo tanto no necesitan una etapa excitadora para obtener la corriente de salida que pueden proporcionar. Las figuras 31, 32 y 33 muestran circuitos que utilizan varios transistores de potencia Darlington para corrientes de carga de 6 A con la tensión de alimentación V_s especificada.

3.2.6. Excitación de cargas de c.c. de elevada tensión

En muchos ejemplos, la carga de c.c. se alimenta a partir de la tensión de red de c.a. rectificada y filtrada. En este caso, la máxima tensión de c.c. es 375 V para una tensión de red de 240 V, 10% superior a la nominal. La serie de transistores de potencia de conmutación de alta tensión de silicio difundido BUX, tiene un valor límite V_{CER} de 500 V y ofrece de este modo un amplio margen de aplicaciones; la técnica de fabricación de vi-

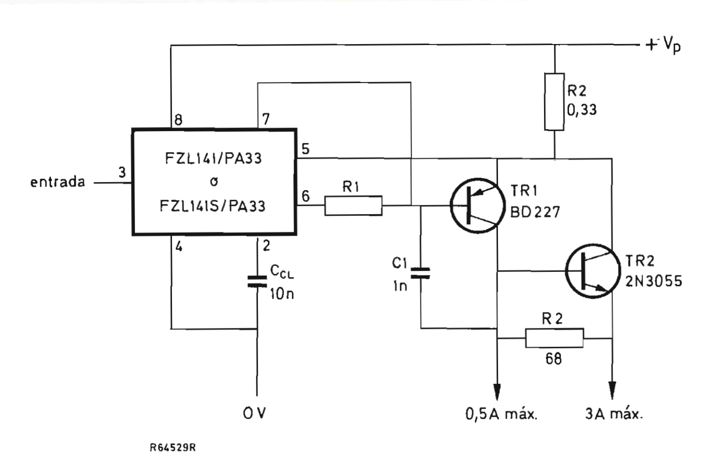


Figura 29. Módulo FZL141/PA33 (11,4 V ⩽ V_p ⩽ 20 V) o FZL141S/PA33 (V_p = 24 V ± 25%) como excitador a prueba de cortocircuito de un transistor de potencia. Omitir la etapa TR_2 sólo si se desea una corriente de salida de 0,5 A y reemplazar R_2 por un resistor de 1,6 Ω. El resistor R_1 es igual a V_p/20 V en kΩ. El transistor TR_2 montado en un radiador de aluminio de 50 mm X 50 mm X 1 mm. Para C_{CL} igual a 10 nF, la frecuencia del reloj es 3 kHz. Para conectar la entrada véase la figura 21.

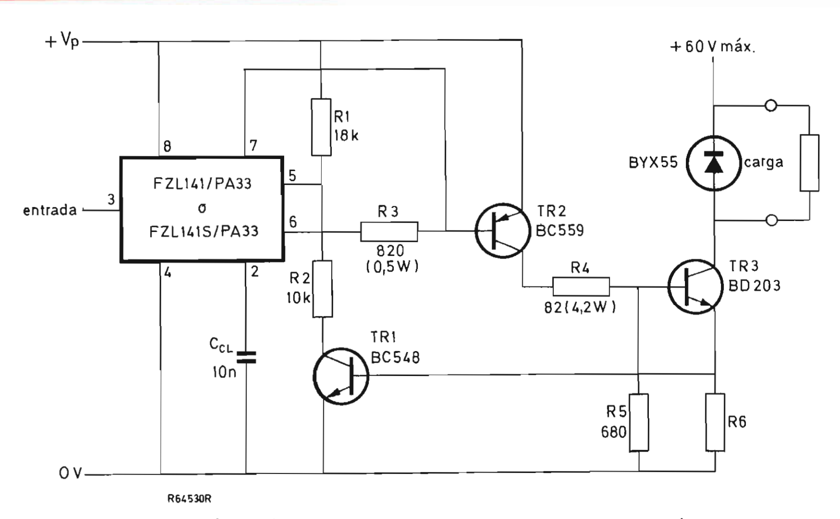


Figura 30. Módulo FZL141/PA33 (11,4 V $\leqslant V_p \leqslant$20 V) o FZL141S/PA33 (V_p = 24 V ± 25%) como excitador a prueba de cortocircuito de un transistor de potencia para una carga de 60 V. El resistor sensor de corriente R_6 es 0,25 Ω, 1 W para una corriente de carga máxima de 2 A. El transistor TR_3 se monta en un radiador de aluminio pintado de 50 mm × 50 mm × 2 mm.

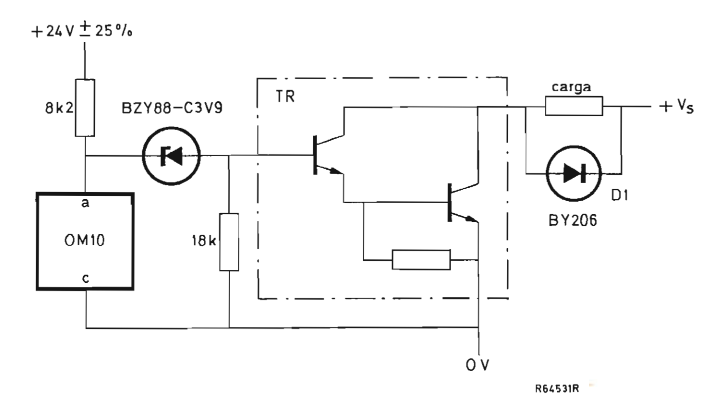


Figura 31. Etapa excitadora de transistores de potencia Darlington (corriente de salida hasta 0,5 A). *TR* = BSS50 ($V_{s\ máx}$ = 45 V), BSS51 ($V_{s\ máx}$ = 60 V) o BSS52 ($V_{s\ máx}$ = 80 V) montado en un radiador de 80°C/W.

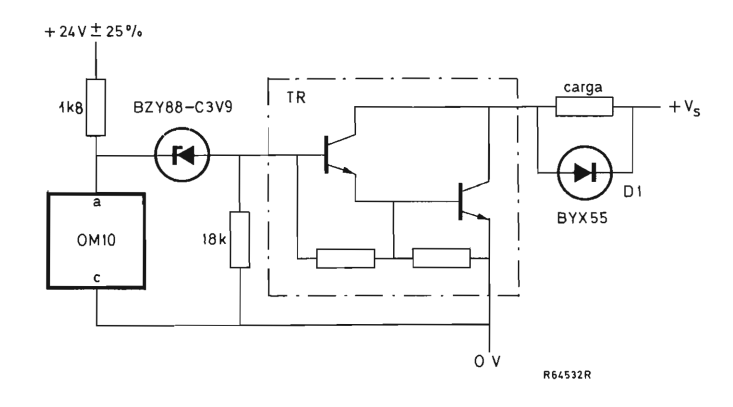


Figura 32. Etapa excitadora de un transistor de potencia Darlington (corriente de salida hasta 2 A). *TR* = BD675 ($V_{s\ máx}$ = 45 V), BD677 ($V_{s\ máx}$ = 60 V), BD679 ($V_{s\ máx}$ = 80 V) ó BD681 ($V_{s\ máx}$ = 100 V) montado sobre un radiador de 6,0°C/W.

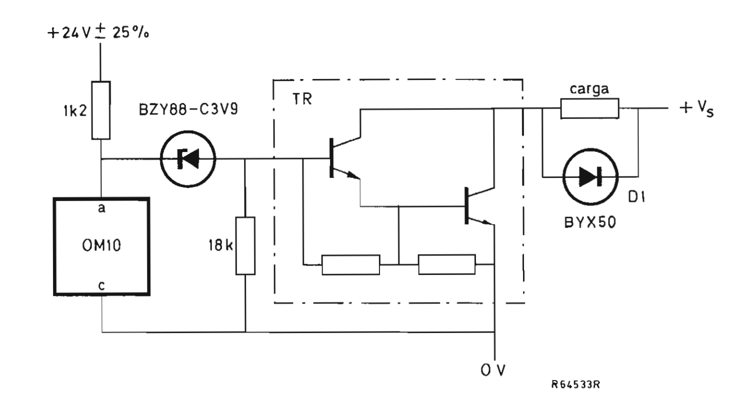


Figura 33. Etapa excitadora de transistores de potencia Darlington. TR = BDX65 ($V_{s\ máx}$ = 60 V), BDX65A ($V_{s\ máx}$ = 80 V) ó BDX65B ($V_{s\ máx}$ = 100 V) montado en un radiador de 8,3°C/W de resistencia térmica, para una corriente de salida de hasta 4 A, o una resistencia térmica de 2,8°C/W para una corriente de salida de hasta 6 A.

drio pasivado asegura una mejor estabilidad de fugas para una elevada temperatura de unión.

Las figuras 34 y 35 dan circuitos para una corriente de carga de hasta 10 A (alimentación de c.c. hasta 500 V). Los transistores de la serie BUX pueden montarse en un radiador suficiente. Los diodos fijadores BYX75-600R proporcionan protección al transistor contra impulsos de tensión que se producen mediante cargas inductivas. En la figura 35, el pre-excitador BD131 asegura la excitación de base necesaria para saturar al BUX80.

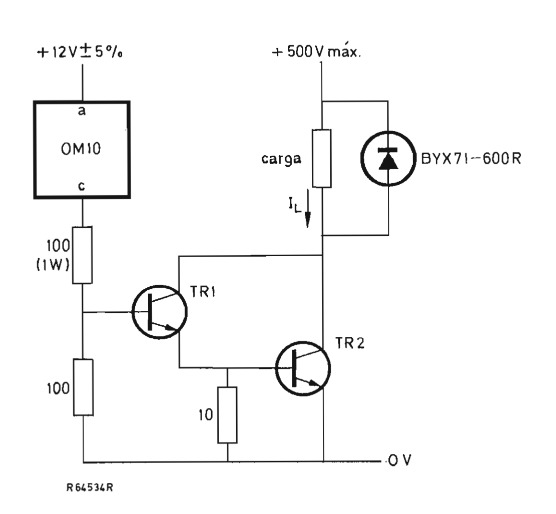


Figura 34. Excitación de una carga de alta tensión, $TR_{1,2}$ = BUX86 ($I_{L\ máx}$ = 0,25 A), BUX84 ($I_{L\ máx}$ = 1 A) ó BUX82 ($I_{L\ máx}$ = 3 A).

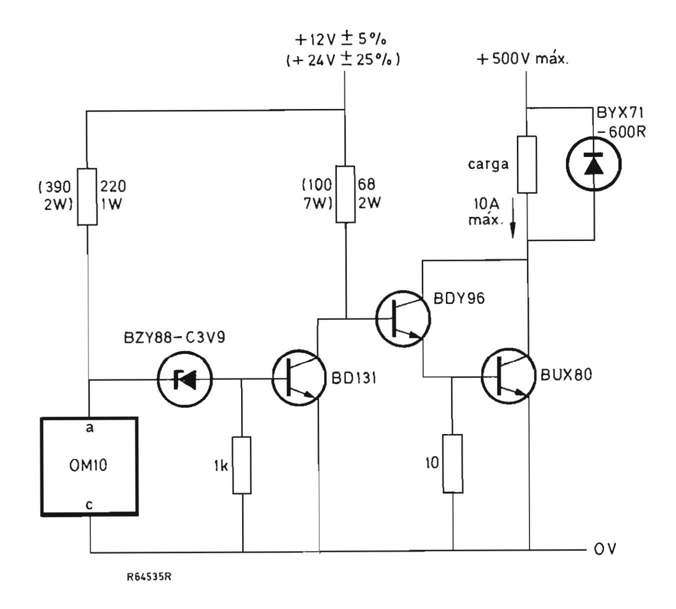


Figura 35. Excitación de una carga de alta tensión (corriente de carga hasta 5 A). Los valores entre paréntesis son para una alimentación de 24 V.

3.2.7. Excitación de cargas de c.a. mediante el UPA61

Conectado como una fuente de impulsos de disparo, el UPA61 es ideal para excitar una carga de c.a. mediante un par de tiristores opuestos en paralelo o un triac. La figura 36 muestra un circuito equipado con tiristores. Se utiliza un tren de impulsos de 10 kHz para disparar,

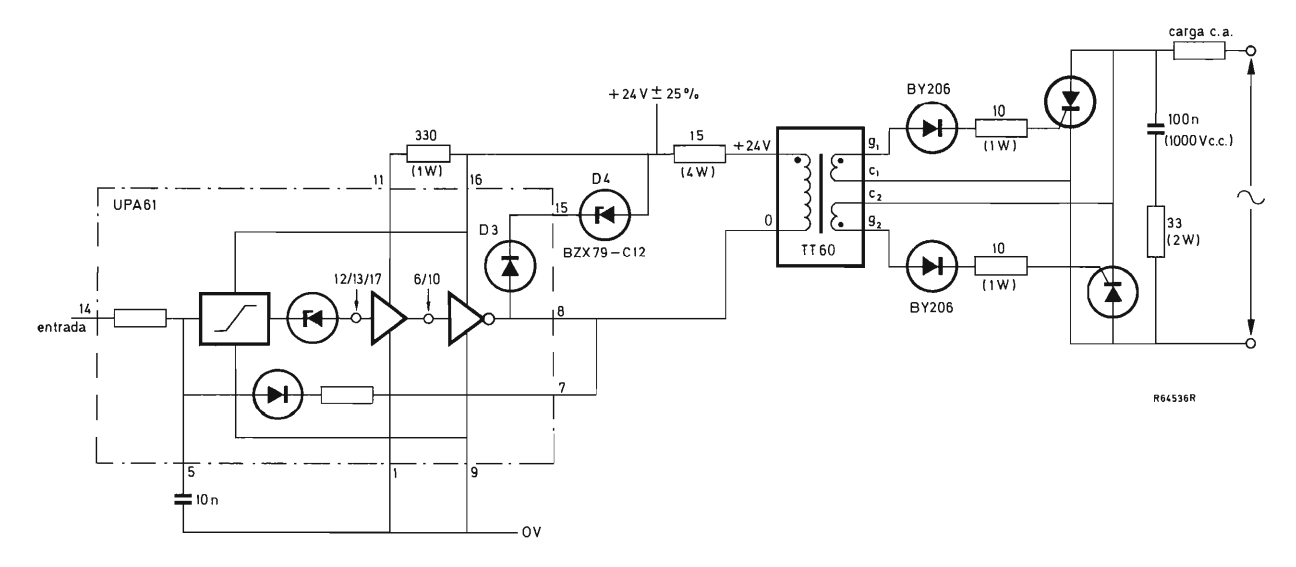


Figura 36. Excitación de una carga de c.a. que utiliza el módulo UPA61 como fuente de impulsos de disparo de 10 kHz. Circuito de entrada, figura 21*a:* se aplica potencia de c.a. cuando no se activa la salida del OM10; el circuito de entrada, figura 21*b:* se aplica potencia de c.a. cuando se activa la salida del OM10.

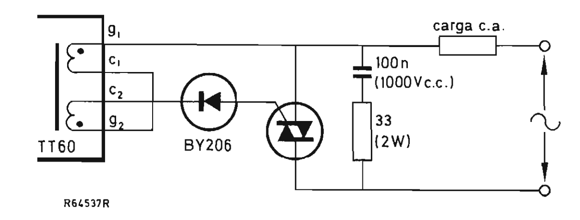


Figura 37. Variante del circuito de la figura 36 utilizando un triac.

asegurando el cebado con una carga muy inductiva. El UPA61 funciona como un generador de impulsos de disparo controlado que funciona en cuanto la entrada del disparador de Schmitt está en nivel ALTO.

La figura 37 es una variante que utiliza un triac. El triac es disparado con impulsos *negativos;* el diodo BY206 bloquea cualquier corriente de puerta en paralelo saturando por otro lado el transformador del disparador TT60 y conduciendo al triac a un cebado incontrolado.

3.2.8. Excitación de cargas de c.a. mediante el TDA1024 y el TCA280A

El TDA1024 y el TCA280A son circuitos integrados diseñados para disparar triacs y tiristores. Estos módulos necesitan pocos componentes periféricos para completar el circuito. Con el TCA280A se pueden lograr varios tipos de control de potencia y se pueden manejar cargas inductivas. El TDA1024 está diseñado para conmutación síncrona de una carga resistiva. Se describirán ahora los circuitos para el acoplamiento de las salidas del OM10 con estos circuitos integrados. El OM10 se puede activar o no para la potencia que se suministra.

Conmutador síncrono de conexión/desconexión para cargas resistivas

La figura 38 es el esquema de un conmutador síncrono de conexión/desconexión que utiliza el TDA1024, y la figura 39 muestra las formas de onda del circuito. Se producen impulsos de disparo estrechos cerca de los puntos de cruce por cero de la red, de modo que el circuito es adecuado sólo para cargas resistivas. El TDA1024 se utiliza principalmente para control de calentadores. Debido a que los impulsos de disparo empiezan justo antes de los puntos de cruce por cero de la tensión de red, se evita un aumento en escalón de la corriente de carga y, como resultado, las interferencias de radiofrecuencia serán bajas. La figura 38 da dos circuitos que utilizan la salida del OM10 como conmutador de entrada: potencia de c.a. aplicada a la salida no activada y activada del OM10, respectivamente.

El ancho del impulso de disparo requerido a partir del TDA1024 depende de la demanda de potencia de c.a.

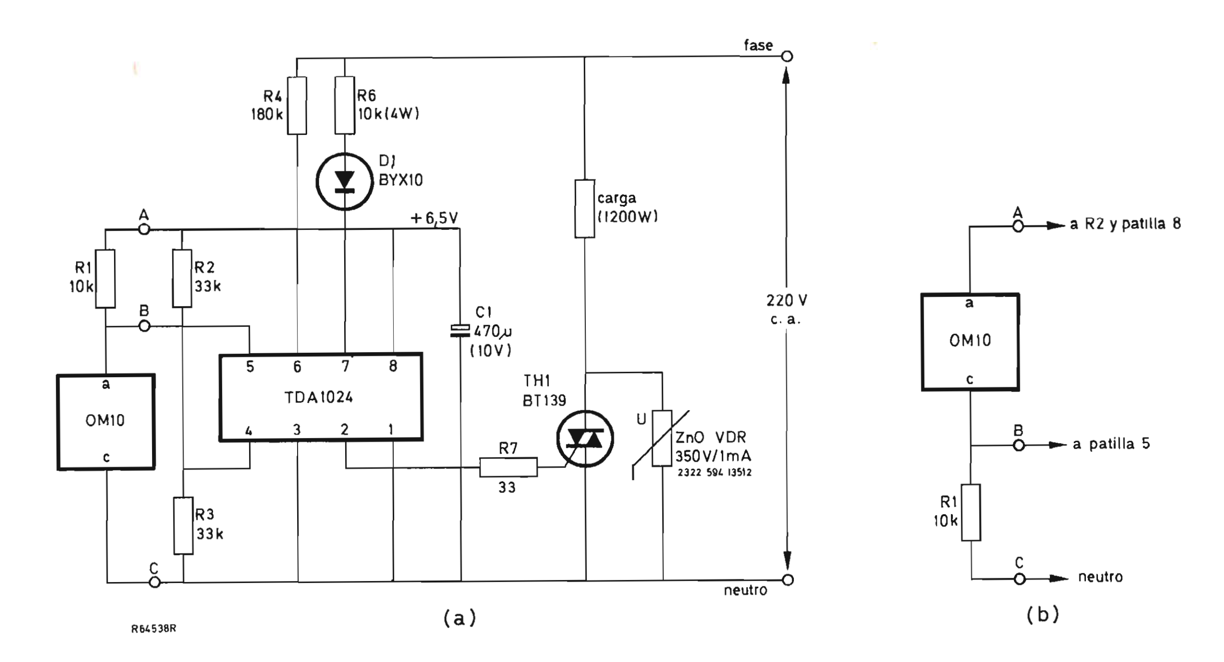


Figura 38. Conmutador síncrono conexión/desconexion TDA1024, para carga resistiva: (a) se aplica potencia de c.a. cuando la salida del OM10 no está activada, (b) se aplica potencia de c.a. cuando la salida del OM10 está activada.

Conmutador síncrono de conexión/desconexión para cargas inductivas

En el circuito de la figura 40 que utiliza el TCA280A, el impulso de disparo simple se retarda hasta que la corriente de la carga pasa por cero, como se muestra en las formas de onda de la figura 41. Así, el circuito puede controlar cargas inductivas. La tensión del triac se aplica a través de R_{12} a la entrada de sincronización, patilla 1, del detector de cruce por cero. En el instante en que el triac tiende a descebarse, su tensión aumentará y aparece un impulso positivo de 12 V en la patilla de salida 2, que está acoplada a través de C_2 a la entrada de bloqueo, patilla 8, del amplificador de salida. Como resultado, se produce un impulso de puerta, que vuelve a disparar el triac. El ancho del impulso de puerta depende de la constante de tiempo C_2R_{11} (unos 350 μs para este circuito). Existe realimentación regenerativa interna (no se muestra) del amplificador de salida al detector de cruce por cero, la cual asegura la conducción del triac después del disparo prolongando el impulso de disparo hasta que la corriente del triac supera el nivel de mantenimiento.

El resistor de realimentación regenerativa R_3 hace que el amplificador diferencial funcione como disparador de Schmitt, la histéresis del cual proporciona protección contra disparos espúreos.

La salida del OM10 actúa como conmutador de entrada para el circuito; el disparo del triac sólo aparece cuando la salida del OM10 no está activada. La máxima diferencia de tensión permitida entre las patillas 5 y 6 del TCA280A es 7 V.

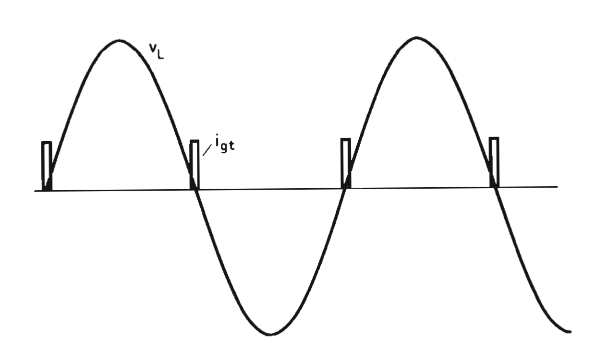


Figura 39. Formas de onda del conmutador síncrono conexión/desconexión TDA1024, figura 38: v_L = tensión de red; i_{gt} = corriente del disparador. Sólo se pueden manejar cargas resistivas.

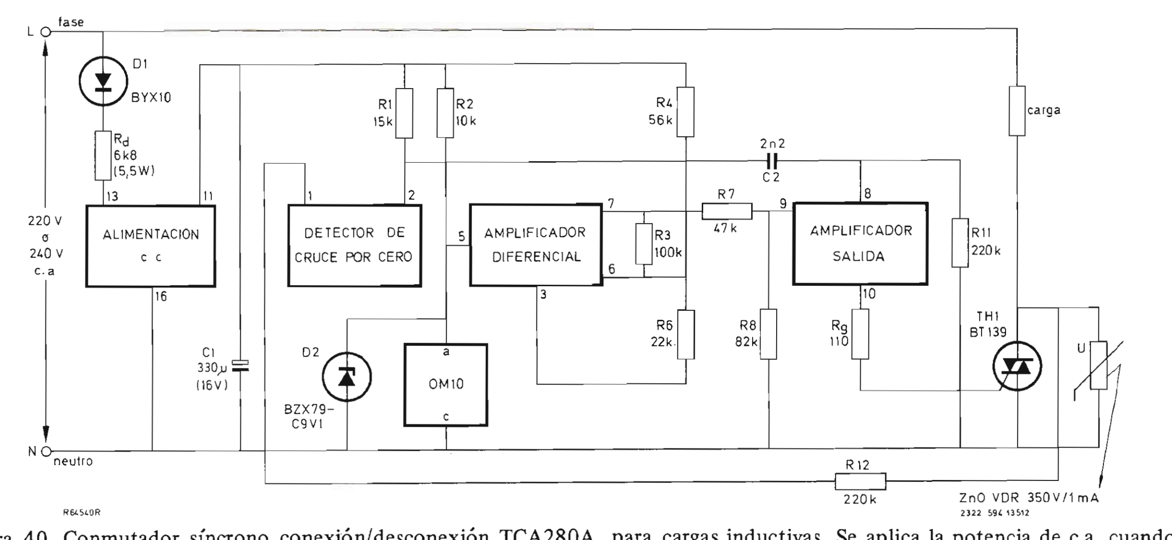


Figura 40. Conmutador síncrono conexión/desconexión TCA280A, para cargas inductivas. Se aplica la potencia de c.a. cuando la salida del OM10 no está activada.

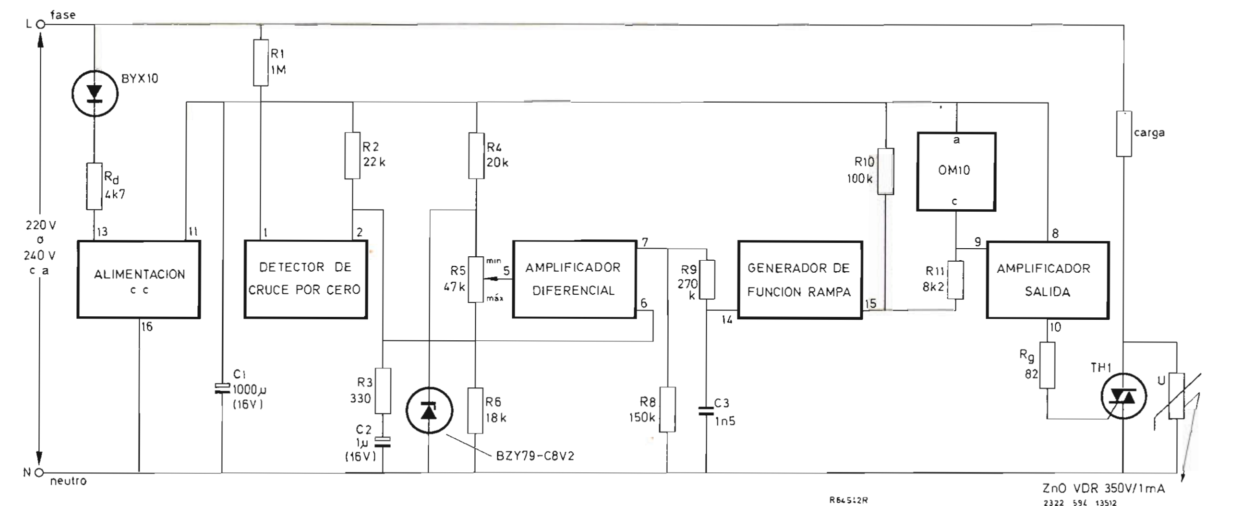


Figura 42. Circuito de control de fase con el módulo TCA280A para cargas inductivas que producen salvas de impulsos de disparo. La potencia de c.a., ajustada con R_5, se aplica cuando la salida del OM10 no está activada.

Circuito de control de fase para cualquier tipo de carga

El circuito de control de fase de la figura 42 que utiliza el TCA280A, puede controlar cualquier tipo de carga, incluso motores. Los triacs adecuados son el BT138, BT139 y BTW41. Como muestran las formas de onda de la figura 43, las salvas de impulsos de disparo se generan hacia el final de cada semiciclo.

El condensador C_2 se carga a través de R_2R_3 hacia la tensión de alimentación de c.c. de 14 V en la patilla 11 del TCA280A. Sin embargo, durante los cruces por cero de la red, la tensión en la patilla 2 del detector de cruce por cero cae a 2 V, descargando a C_2 a través del resistor limitador de corriente R_3. De esta forma, se genera en la patilla 6 del amplificador diferencial una tensión en diente de sierra, la cual se compara con la tensión de referencia ajustable en la patilla 5. Cuando la tensión en la patilla 6 es superior a la de la patilla 5, la salida del amplificador diferencial en la patilla 7 pasa a ALTO y el generador de la función en rampa produce un tren de impulsos de paso a negativo, que se aplican a la entrada, patilla 9, del amplificador de salida, si la salida del OM10 no está activada. Como resultado, el triac TH_1 se ceba. Justo antes del final del semiciclo, C_2 se descarga, la salida de la patilla 7 pasa a estado BAJO y el generador de función en rampa deja de oscilar. Así, el triac no se disparará hasta que durante el próximo medio ciclo, la tensión en la patilla 6 de nuevo es más elevada que la de la patilla 5 y se repite el proceso. El retardo del disparo se varía ajustando R_5. Este ajusta la potencia de salida de c.a.

En este circuito, la salida del OM10 se utiliza como un elemento de conmutación conexión/desconexión. Si se necesita, la tensión de referencia y así la potencia de c.a. se puede controlar por otras salidas del OM10 conectando resistores o valores diferentes en lugar de R_5.

Control proporcional de tiempo

El control proporcional de tiempo es utilizado principalmente en sistemas de calefacción. En el control proporcional de tiempo, el elemento semiconductor de potencia pasa a conducción por un número de ciclos de la corriente alterna durante un tiempo de repetición fijo. El factor de trabajo del elemento de control se define como el número de ciclos de c.a. que el elemento conduce, dividido por el número de ciclos de c.a. contenidos en el período de repetición. Variando el factor de trabajo, se controla la potencia media en el calentador y por lo tanto la temperatura. La oscilación de la temperatura se elimina haciendo que el período de repetición sea mucho más pequeño que la constante de tiempo del proceso térmico. El control síncrono del elemento semiconductor de potencia da lugar a unas interferencias de radiofrecuencia mucho menores que en el caso de control de fase. Otra ventaja sobre el control de fase es que el control proporcional de tiempo puede linealizarse fácilmente.

El circuito de control proporcional de tiempo de la figura 44 –las formas de onda se muestran en la figura 45– funciona de la siguiente forma. El generador de función rampa produce en la patilla 14 una forma de onda en diente de sierra con un período de repetición de unos 20 s (determinado por la constante de tiempo $R_{13}C_2$). Las patillas 5 y 6 de entrada del amplificador diferencial se alimentan a partir del puente sensor de temperatura R_4 R_5 R_6 R_9 R_{10}. La tensión de c.c. en la patilla 6 (v_6) se mezcla con la tensión en diente de sierra y se compara con el nivel de referencia en la patilla 5(V_5). Durante el

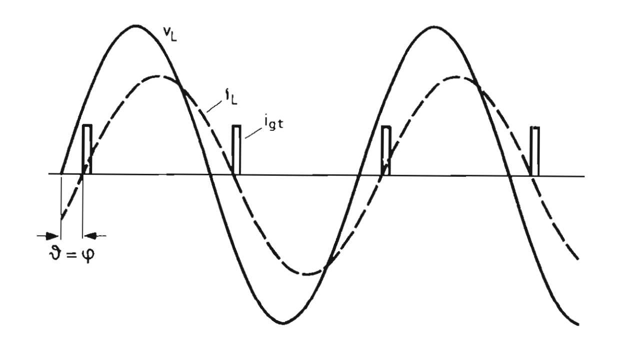


Figura 41. Formas de onda del conmutador síncrono conexión/desconexión TCA280A, figura 40: v_L = tensión de red, i_L = corriente de carga, i_{gt} = corriente del disparador, ϑ = ángulo de disparo (= ángulo de fase de la carga). Se pueden manejar cargas inductivas.

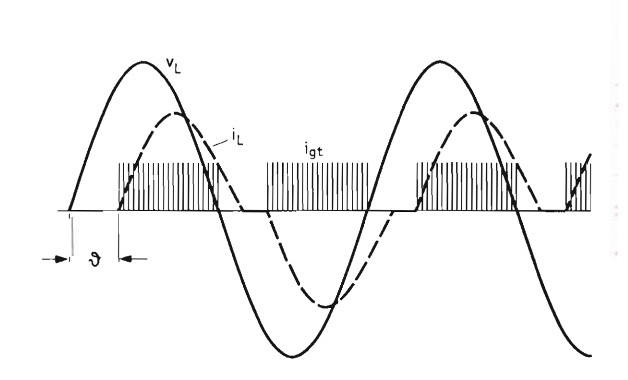


Figura 43. Formas de onda del circuito de control de fase del TCA280A, figura 42; v_L = tensión de red, i_L = corriente de carga, i_{gt} = corriente de disparo, ϑ = ángulo de disparo. Las salvas de impulsos de disparo aseguran el cebado del triac con una carga inductiva o motor.

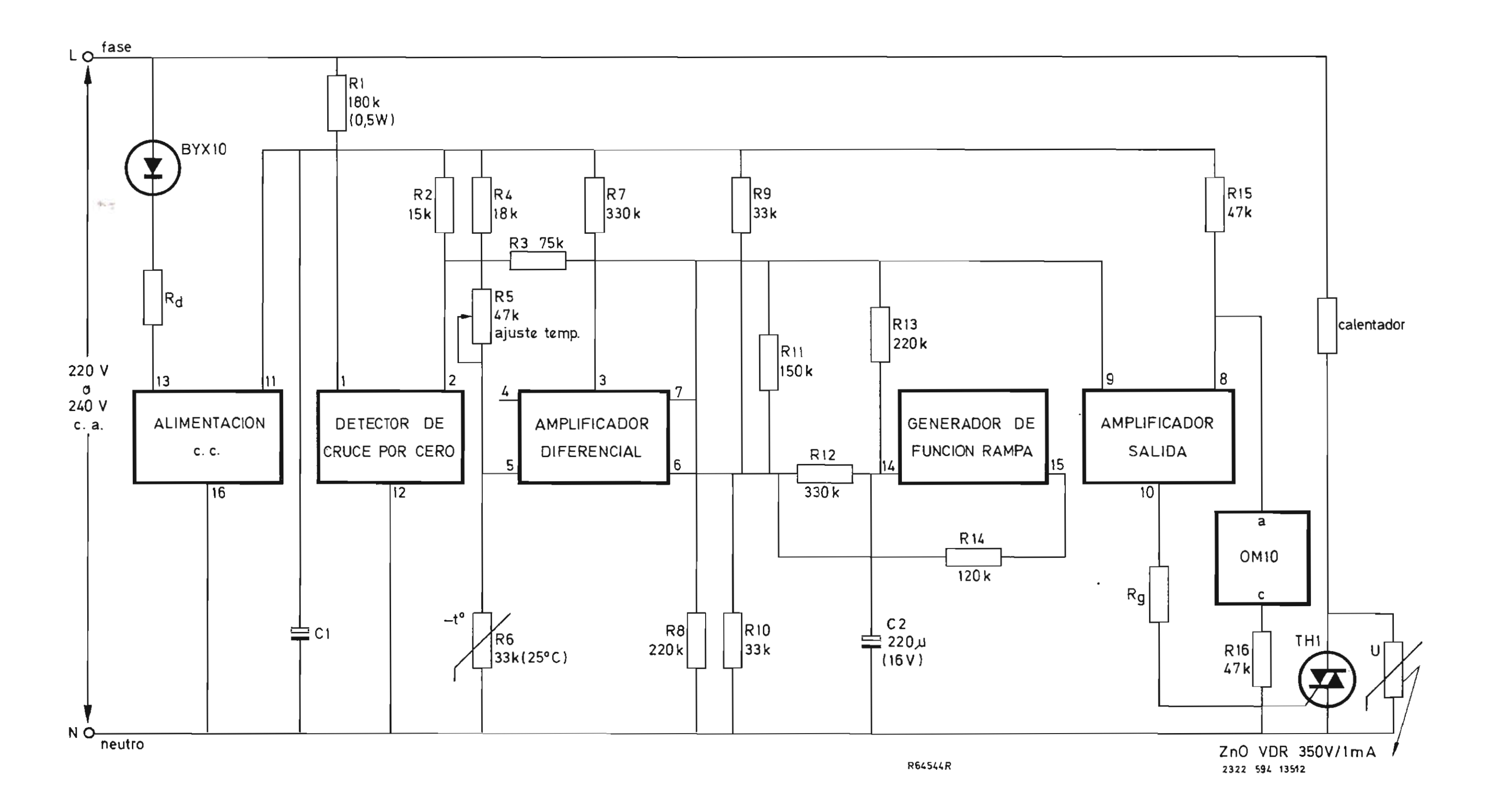


Figura 44. Circuito de control de tiempo proporcional para un calentador utilizando el módulo TCA280A. Se aplica la potencia de c.a. cuando la salida OM10 no está activada. Los valores de R_d, R_g, C_1 y el número de tipo de TH_1 se dan en la tabla 2.

tiempo entre t_1 y t_2 de la figura 45, v_6 es menor que V_5 y, como resultado, la impedancia de salida del amplificador diferencial en la patilla 7 es elevada. Los impulsos de paso a negativo de la patilla 2 de salida del detector de cruce por cero pueden alcanzar la entrada, patilla 9, del amplificador de salida. Debido a que los impulsos del detector de cruce por cero coinciden con los puntos de paso por cero de la red (entrada de sincronización, patilla 1 conectada a la alimentación de c.a.), el triac se disparará a la vez que se pone en funcionamiento el calentador.

Durante el tiempo de t_2 a t_3 en la figura 45, v_6 es superior a V_5 de modo que la impedancia de salida del amplificador diferencial en la patilla 7 toma un valor bajo, la entrada cortocircuitada (patilla 9) del amplificador de salida. El triac no se disparará y la potencia no se suministra al calentador.

La variación de V_5 debida a fluctuaciones de la temperatura o al ajuste de R_5, variará el tiempo t_2 en la figura 45 y por tanto variará la potencia media del calentador variando el factor de trabajo del triac.

La activación de la salida del OM10 bloquea la entrada del amplificador de salida e impide así el disparo del triac. Como en el circuito anterior, se pueden utilizar varias salidas OM10 para conmutar resistores de conmutación de diferentes valores en lugar de R_5, para variar el ajuste de temperatura.

La tabla 2 muestra los valores de los componentes del circuito para diferentes triacs.

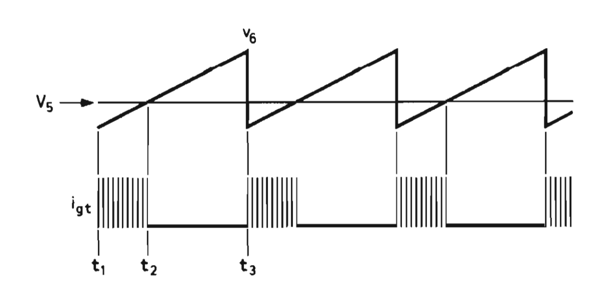


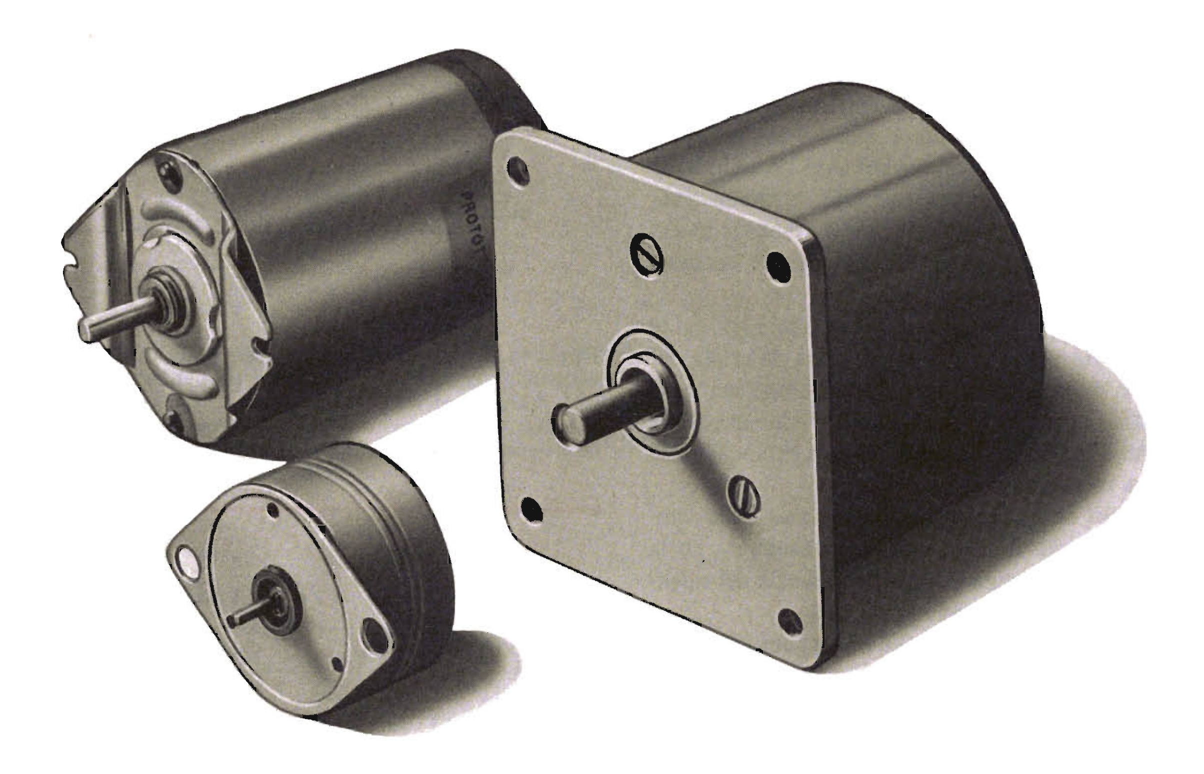
Figura 45. Formas de onda del circuito de control proporcional de tiempo, figura 44: V_5 = tensión en la patilla 5 (dependiendo de la temperatura y del ajuste de temperatura), v_6 = tensión en la patilla 6, i_{gt} = corriente de disparo (los impulsos, con 100 Hz de frecuencia, coinciden con los puntos de cruce por cero de la tensión de red).

Tabla 2. *Valores de R_d, C_1 y R_g en la figura 44.*

triac TH_1	R_d	C_1 (μF)	R_g (Ω)
BT138	12 kΩ, 4,2 W	470	110
BT139	12 kΩ, 4,2 W	470	110
BTW48	4,7 kΩ, 7 W	1000	27
BTX94	4,7 kΩ, 7 W	1000	27
BTW41	10 kΩ, 4,2 W	680	82
BTW34	4,7 kΩ, 7 W	2 x 680	22

MOTORES PASO A PASO SERIE ID

controlados por el circuito integrado SAA1027



Serie económica de motores paso a paso, apropiados para las más estrictas necesidades de control.

Serie	Tipo	Desplazamiento angular	Pasos/rev.	Máx. par trabajo (g. cm)	Régimen máx. en carga (pasos/seg.)
ID04	**9904 112 04002**	7,5°	48	150	230
ID06	**9904 112 06001**	7,5°	48	500	110
ID07	**9904 112 07005**	7,5°	48	60	350
ID27	**9904 112 27001**	7,5°	48	1000	80
ID28	**9904 112 28001**	15°	24	600	90

APLICACIONES

- equipos auxiliares de radar y navegación
- relojes patrones
- convertidores de datos
- lectoras de papel cinta
- en general, estos motores con el circuito integrado ofrecen soluciones que pueden reemplazar complejos y caros mecanismos

TRANSDUCTORES ULTRASONICOS DE ALTA POTENCIA

Los transductores ultrasónicos de potencia que se describen en este artículo están construidos con materiales piezoeléctricos cerámicos y son ideales para medir distancias mediante transmisión de impulsos.

Los materiales piezoeléctricos cerámicos poseen todas las propiedades necesarias para construir con ellos transductores ultrasónicos con un diseño adecuado para que funcionen satisfactoriamente aún bajo condiciones atmosféricas hostiles. Estos transductores pueden utilizarse tanto para emitir como para recibir ultrasonidos. Tienen numerosas aplicaciones, no solamente porque los ultrasonidos caen fuera del margen de percepción del oído humano, sino porque funcionan con longitudes de onda cortas de sólo unos pocos milimetros.

Los transductores ultrasónicos de alta potencia son ideales para medir distancias mediante la transmisión de impulsos. Para grandes distancias, la potencia transmitida debe ser la más elevada posible con la frecuencia más baja, es decir justo por encima del límite superior de audibilidad. Sin embargo, cuando se trabaja con impulsos es necesaria una anchura de banda relativamente ancha.

El transductor descrito en este artículo es adecuado para una gran cantidad de aplicaciones, algunas de las cuales son:

a) medida continua de nivel en silos o tanques para líquidos;
b) medida de la distancia entre vagones de ferrocarril no enganchados, con el fin de mantener o ajustar las distancias de seguridad;
c) gobierno de los movimientos de carretillas y de vagones de ferrocarril;
d) control remoto de equipos y maquinaria.

Transductores para transmisión de impulsos

La mínima distancia que un sistema de impulsos puede medir está determinada por la duración del impulso transmitido. La anchura de banda del transductor debe cumplir unos requisitos mínimos ya que ésta limita los tiempos de subida y bajada del impulso. Las siguientes expresiones pueden aplicarse a la transmisión con transductores ultrasónicos (véase la figura 1):

$$\tau \approx \frac{1}{B_{6dB}}$$

$$l_i = t_i \cdot c$$

$$t_i \geqslant 2\tau$$

$$l_i > 2\tau \cdot c$$

en donde τ es el tiempo de subida/bajada en segundos;
B_{6dB} la anchura de banda en Hz;
t_i la anchura del impulso en segundos;
l_i la longitud del impulso en el aire en metros;
c la velocidad del sonido en el aire ≈ 334 m/s.

En la mayor parte de los casos, la anchura de banda necesaria puede determinarse utilizando dos transductores.

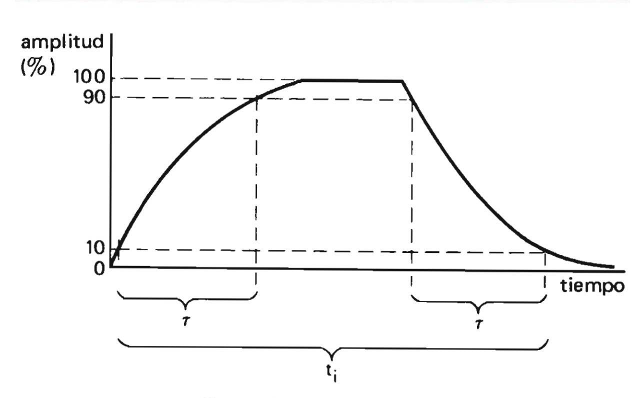


Figura 1. Forma del impulso.

Construcción

La figura 2 muestra la construcción de un transductor que comprende dos resonadores. Un transductor mecánico compuesto pre-tensado produce vibraciones en sentido axial. Estas se transmiten a la cabeza del transductor que es en realidad un diafragma de aluminio sujeto por su periferia. Actuando como un vibrador de flexión, el diafragma se acopla mejor al aire que una columna maciza. Las dos resonancias acopladas resultantes, junto con la resonancia eléctrica debida a la capacidad del transductor y a un inductor exterior se eligen de tal manera que se transmita un ancho margen de frecuencias. De esta manera, la estrecha banda inherente de los transductores se transforma en ancha. Sin embargo, debido a la necesariamente fuerte atenuación, la efectividad disminuye en las aplicaciones de gran anchura de banda.

Todos los datos necesarios para construir el transductor se dan en la figura 3. Se aplica una compresión mecánica de 25 kN por medio de un tornillo M10. Al principio es necesario aplicar un par de 60 a 90 Nm. Sin embargo, el adelgazamiento que se produce reduce este valor a unos 50 Nm. Se puede averiguar la compresión efectuada midiendo la carga entregada ($Q \approx 13\ \mu C$). El cabezal debe atornillarse tan fuerte como sea posible. En la figura 4 se muestra una herramienta adecuada para este propósito.

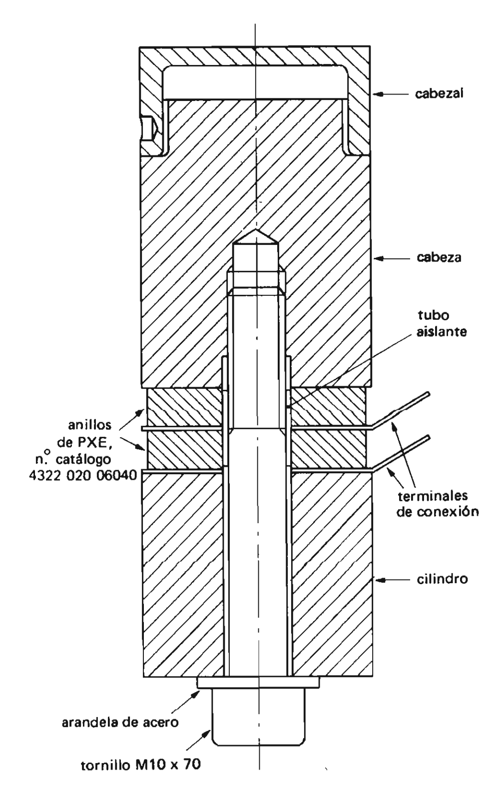


Figura 2. Construcción.

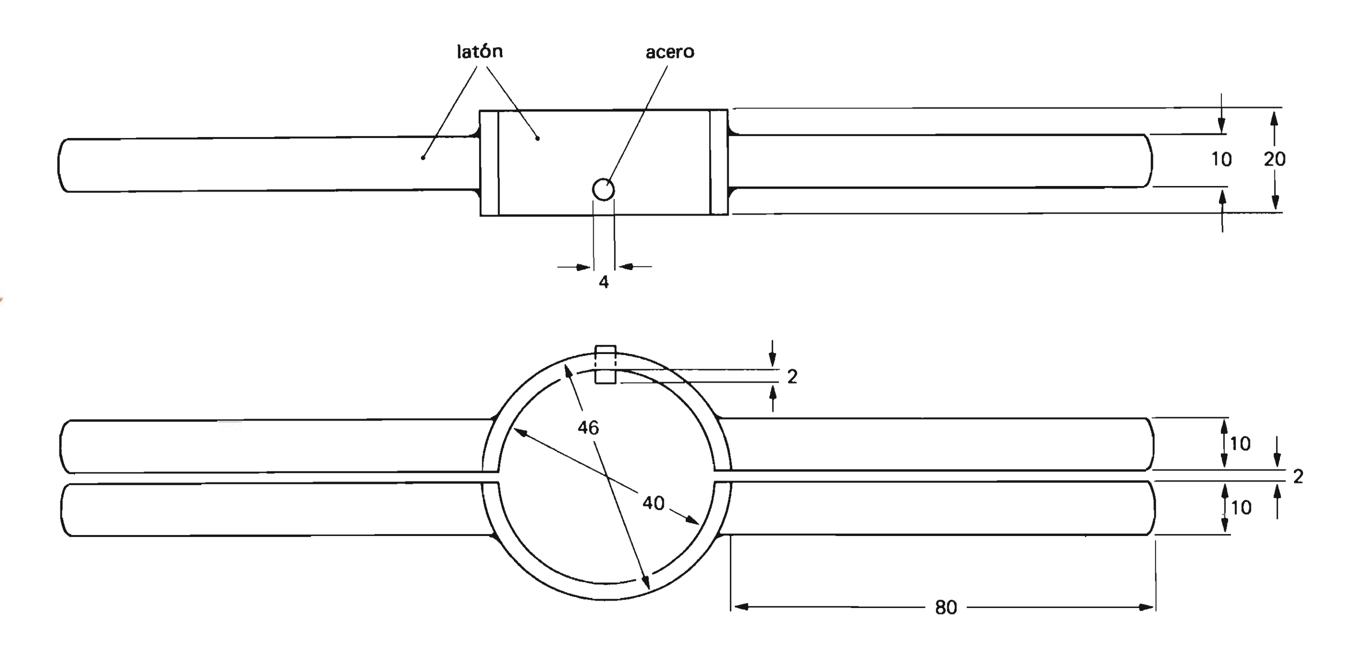


Figura 4. Llave para apretar el cabezal.

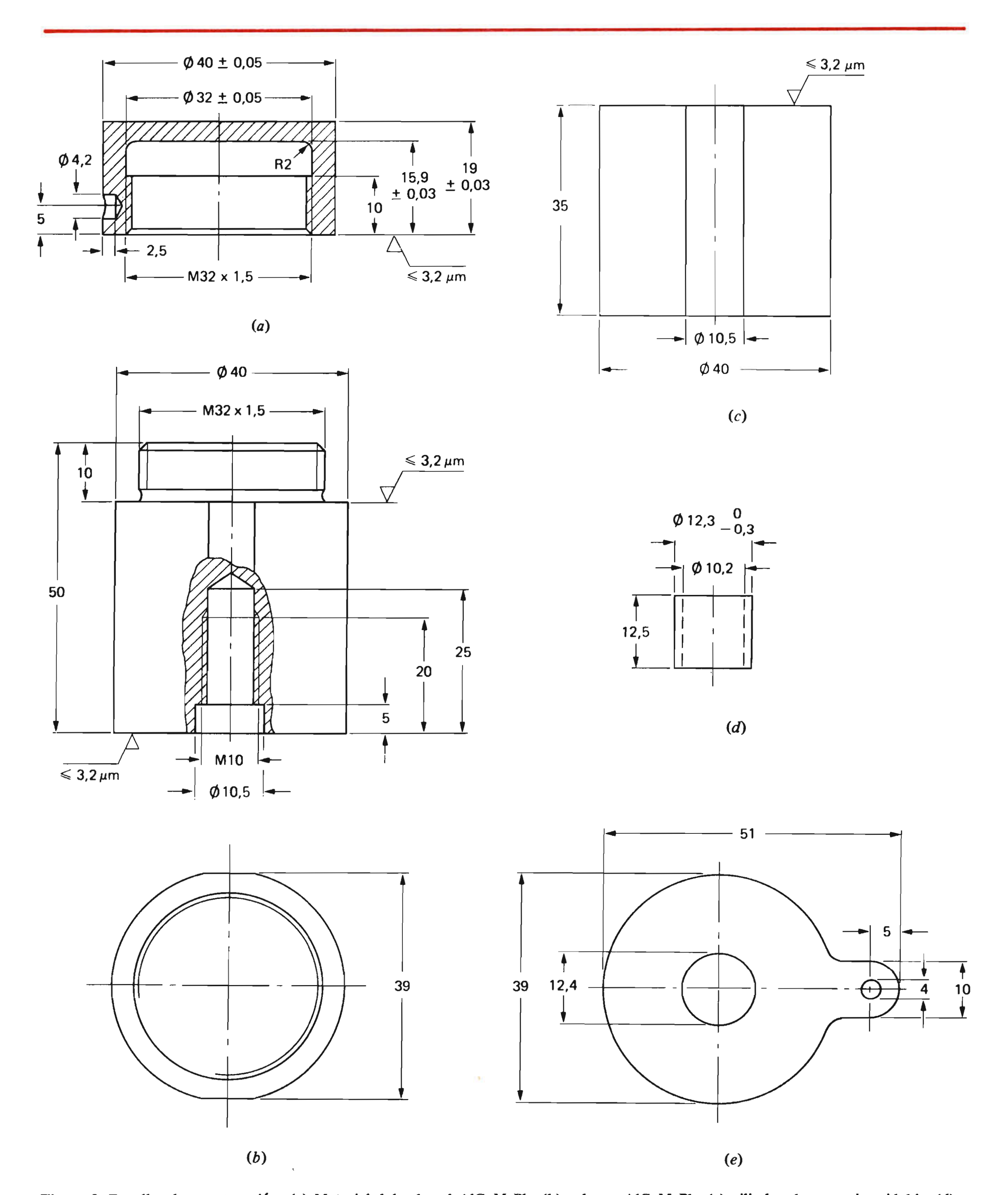


Figura 3. Detalles de construcción. (a) Material del cabezal AlCuMgPb; (b) cabeza, AlCuMgPb; (c) cilindro de acero inoxidable; (d) tubo aislante de PVC rígido; (e) terminal de conexión, CuBe de 0,25 mm de espesor.

El transductor montado tiene las siguientes características:

(a) sin cabezal (una frecuencia de resonancia)

f_s = 22,1 kHz Z_s = 30 Ω
f_p = 23,7 kHz Z_p = 130 kΩ
C (1 kHz) = 3,2 nF

(b) con cabezal (dos frecuencias de resonancia)

f_s = 18,7 kHz Z_s = 110 Ω
f_p = 19,3 kHz Z_p = 30 kΩ } resonancia 1

f_s = 23,2 kHz Z_s = 70 Ω
f_p = 23,9 kHz Z_p = 70 kΩ } resonancia 2

La figura 5 muestra la característica de frecuencia típica de la admitancia.

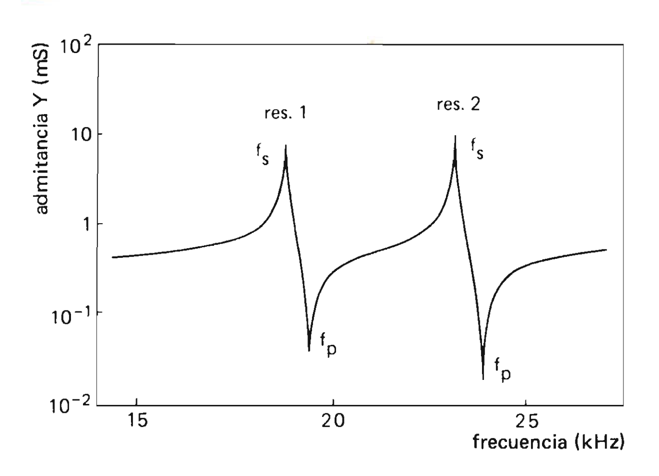


Figura 5. Respuesta de frecuencia de la admitancia.

Propiedades acústicas

La respuesta de frecuencia del transductor es la misma tanto para emitir como para recibir, y depende únicamente del circuito eléctrico. Las curvas que se indican, aunque trazadas sólo para un transmisor, son también válidas para receptores. Difieren únicamente en sus respectivos coeficientes. Se toma como unidad de potencia emitida la presión sonora a un metro del emisor: se indica como p(1m) y se mide en Pa. De forma similar, la sensibilidad del receptor, S, se mide en mV/Pa.

Las figuras 6, 7 y 8 muestran la influencia de la resistencia de carga en la presión sonora, sensibilidad y anchura de banda.

En las figuras 9 y 10 se muestra el efecto que tienen las tolerancias de los inductores y resistores conectados al transductor sobre la respuesta de frecuencia.

La tabla 1 da los datos más importantes para diferentes condiciones de funcionamiento. Los oscilogramas de la figura 11 muestran la forma de los impulsos emitidos por un transductor con y sin inductor en paralelo y para diversas duraciones del impulso. La subida y bajada de los flancos muestra el efecto de la anchura de banda en la envolvente del impulso. Los valores medidos se corresponden con exactitud con las relaciones mencionadas anteriormente.

Medidas direccionales han conducido a las siguientes anchuras del haz: 34° a 3 dB de caída; 48° a 6 dB de caída.

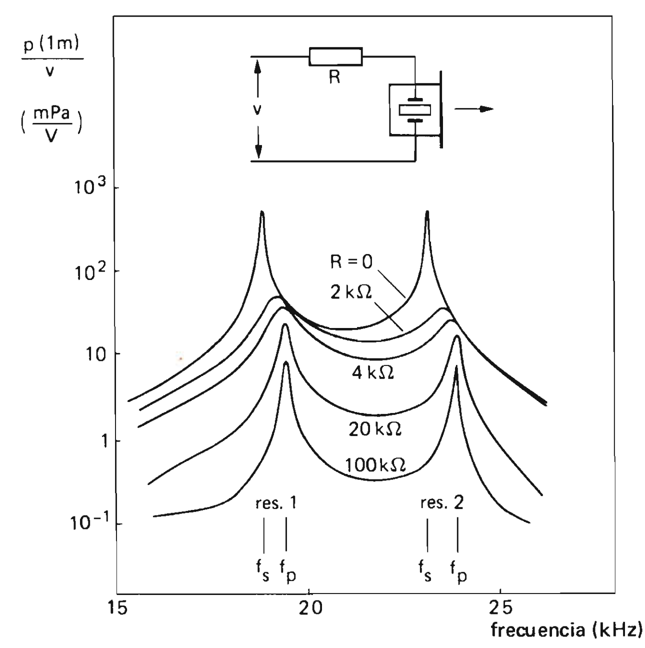


Figura 6. Presión sonora en función de la resistencia.

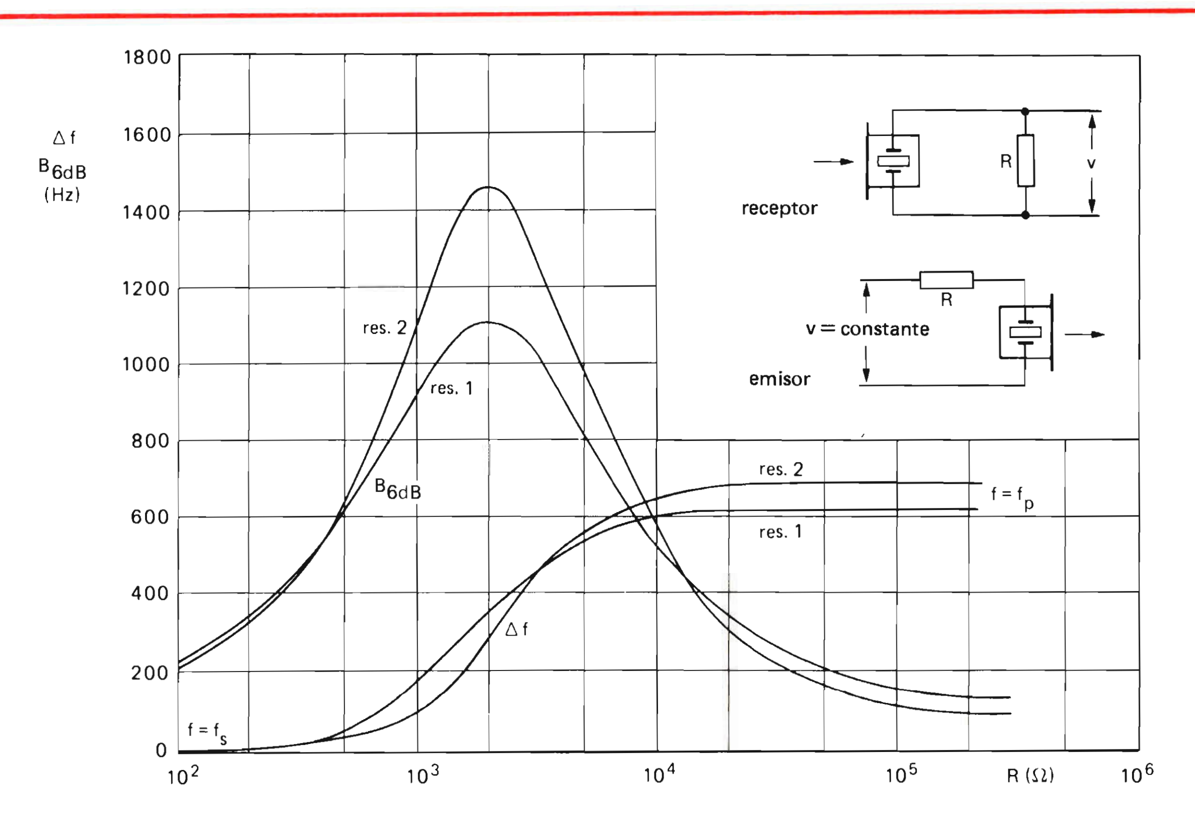


Figura 7. Anchura de banda y desplazamiento de frecuencia en función de la resistencia de carga *R*.

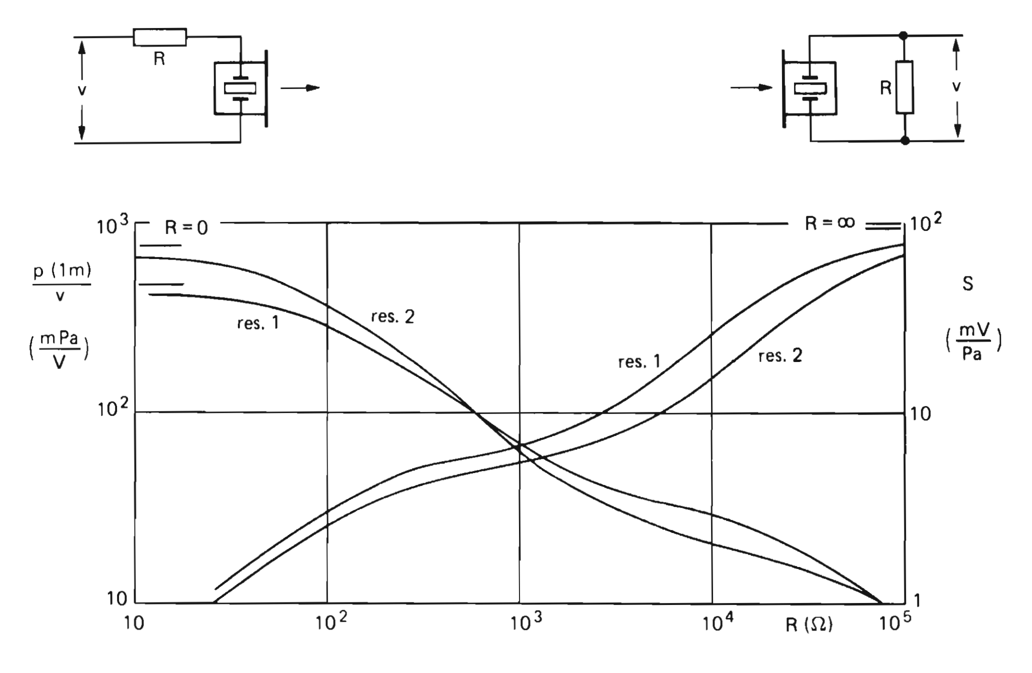


Figura 8. Presión sonora y sensibilidad en función de la resistencia de carga *R*.

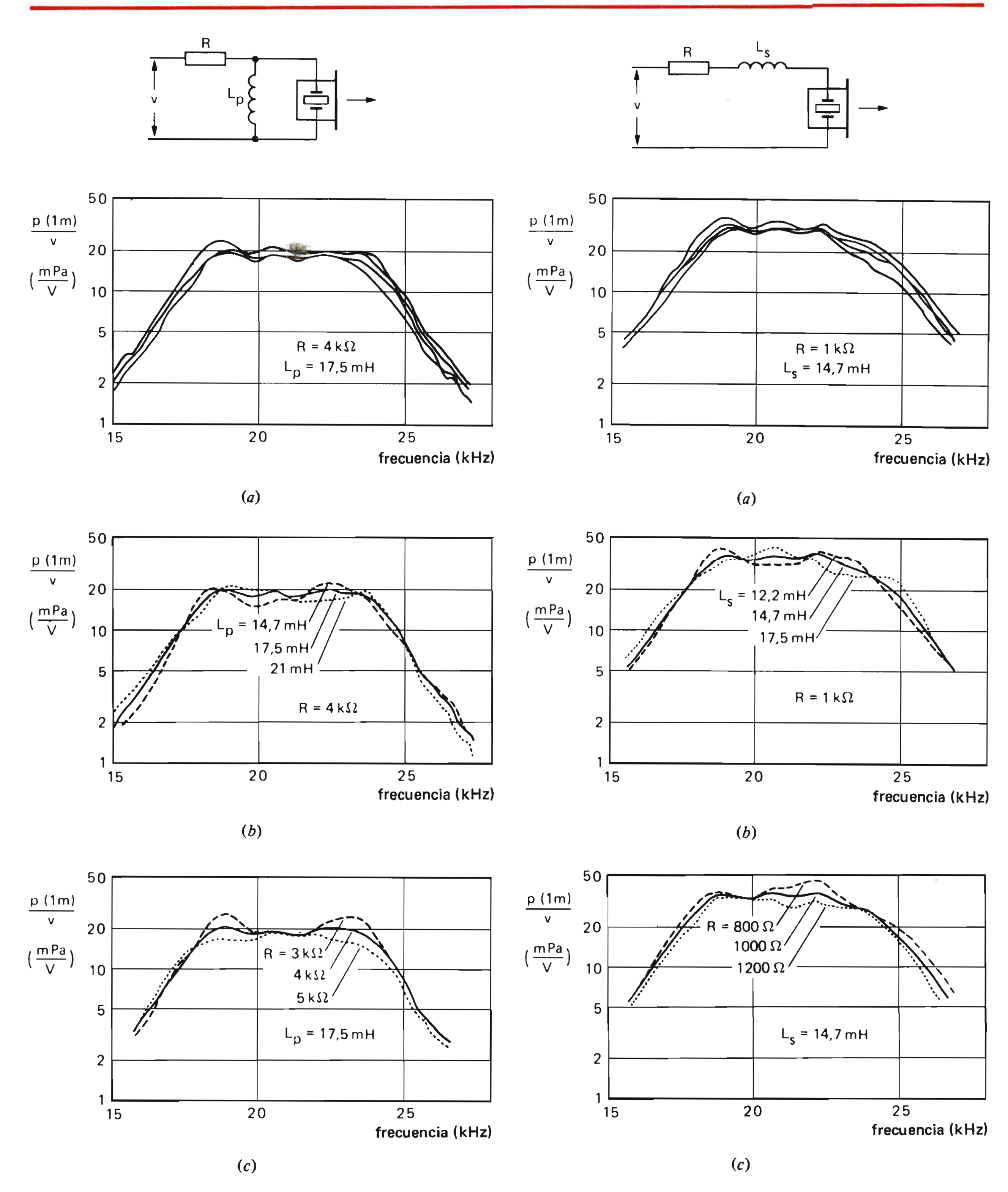
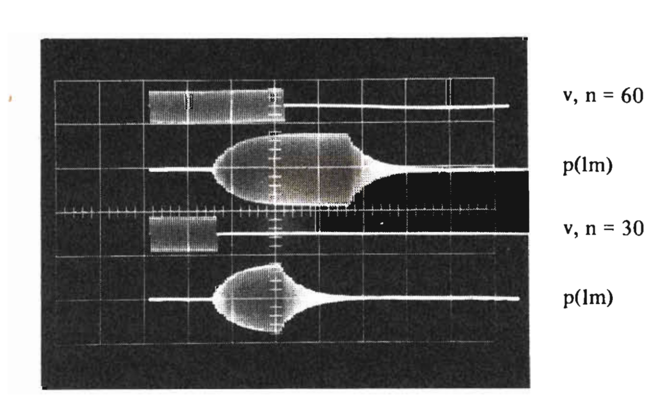


Figura 9. Respuestas de frecuencia con inductores en paralelo. (a) Dispersión del transductor, (b) tolerancias de L_p; (c) tolerancias de R.

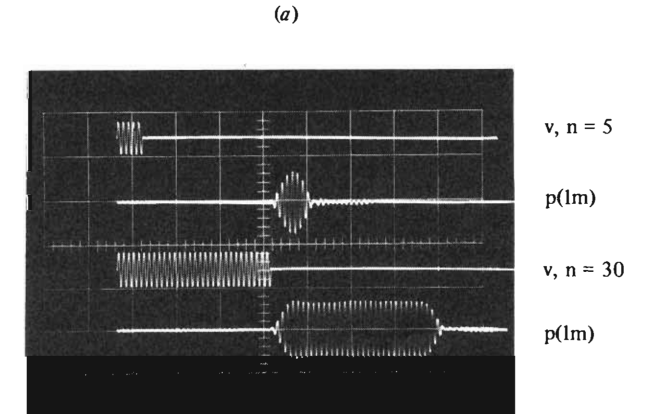
Figura 10. Respuestas de frecuencia con inductores en serie. (a) Dispersión del transductor; (b) tolerancias de L_s; (c) tolerancias de R.

Tabla 1. *Datos del transductor para diferentes condiciones de funcionamiento.*

		frecuencia (kHz)	anchura de banda B_{6dB} (kHz)	coeficiente transferencia p(1m)/y (mPa/V)	sensibilidad S (mV/Pa)	duración mín. impulso 2τ (ms)	longitud mín. del impulso en aire (cm)
R = 0	resonancia 1	18,7	≈ 0,1	470	–	≈ 20	≈ 670
	resonancia 2	23,2	≈ 0,1	750	–	≈ 20	≈ 670
R = ∞	resonancia 1	19,3	≈ 0,1	–	100	≈ 20	≈ 670
	resonancia 2	23,9	≈ 0,1	–	90	≈ 20	≈ 670
R = 2,2 kΩ	resonancia 1	19,1	1,1	46	9	1.8	60
	resonancia 2	23,5	1,4	36	7	1,4	47
L_p = 17,5 mH, R = 4 kΩ		21	7,4	19	6,3	0,27	9
L_s = 14,7 mH, R = 1 kΩ		21	7,3	32	3,2	0,27	9



(*a*)



(*b*)

Figura 11. Comportamiento del impulso. (a) R = 2,2 kΩ, f = = 19,2 kHz, 30/60 ciclos, tensión v: 50 V/div, presión sonora p(1m): 1 Pa/div, tiempo: 1 ms/div; (b) R = 4 kΩ, L_p = 17,5 mH, f = 21 kHz, 5/30 ciclos, tensión v: 100 V/div, presión sonora p(1m): 1 Pa/div; tiempo: 0,4 ms/div.

Limitaciones de potencia

La potencia máxima que puede ser producida por el transductor de sonido, está determinada por la rigidez de la membrana, la compresión aplicada y la disipación de calor.

Tanto la presión sonora generada como la corriente consumida son proporcionales a la masa de la carga. Sin embargo, la tensión depende fuertemente de las pérdidas. La presión sonora p(1m), está relacionada con la corriente consumida de la siguiente manera:

100 Pa/A en la resonancia 1 y
70 Pa/A en la resonancia 2.

Despreciando la disipación de calor, el límite de potencia es:

15 Pa ó 0,15 A en la resonancia 1;
40 Pa ó 0,6 A en la resonancia 2.

Para un funcionamiento contínuo, se debe reducir la potencia ya que aumenta la disipación de calor. Durante el funcionamiento con elevada potencia y gran anchura de banda con inductores, aparecen tensiones muy elevadas de forma que la rigidez dieléctrica de los inductores puede ser un factor de limitación. Como norma se toma como límite para el funcionamiento por impulsos que p(1m) ≈ 30 Pa.

Inductores de sintonía

Para construir inductores en serie o en paralelo para emisión o recepción se proponen los tipos siguientes.

Emisor

núcleo envolvente	n.º de catálogo	4322 022 15260
carrete		4322 021 30420
muelle		4322 021 30690
carcasa		4322 021 30580
base con terminales		4322 021 30500
inductor en serie, L_s = 14,7 mH		242 espiras
inductor en paralelo, L_p = 17,5 mH		265 espiras
hilo		hilo de cobre de 0,3 mm de diám.
aislamiento entre capas		2 láminas de triacetato de 0,1 mm de espesor
tensión de prueba		2000 V eficaces a 20 kHz.

Emisor (otro tipo)

carrete	n.º de catálogo	4312 021 28711, sin núcleo
inductor en serie, L_s = 14,7 mH		889 espiras
inductor en paralelo, L_p = 17,5 mH		961 espiras
hilo		hilo de cobre de 0,35 mm de diám.
aislamiento entre capas		funda de algodón barnizada de 0,15 mm de espesor
tensión de prueba		2000 V eficaces a 20 kHz.

Receptor

núcleo envolvente	n.º de catálogo	4322 022 05280
carrete		4322 021 30270
muelle		4322 021 30640
carcasa		4322 021 30530
base con terminales		4322 021 30450
inductor en serie, L_s = 14,7 mH		192 espiras
inductor en paralelo, L_p = 17,5 mH		209 espiras
hilo		hilo de cobre de 0,20 mm de diámetro.

Se prefieren inductores en paralelo porque se pueden acoplar al generador o al amplificador de micrófono por medio de una simple toma en el devanado.

Alcance

El alcance que se puede obtener con el transductor descrito es generalmente inferior al calculado. Con una absorción del aire de δ = 0,6 dB/m a 20 kHz, la atenuación D en dB en función de la distancia a l m es:

$$D = 20 \log l + \delta \cdot l.$$

El límite de ruido del transductor utilizado como receptor de banda ancha es de unos 10^{-3} Pa, de forma que con p(lm) = 10 Pa, la atenuación D puede ser de 80 dB. Esto corresponde a una distancia l = 70 m. Los gradientes de interferencia y de temperatura en el aire producen mayores atenuaciones y reducen el alcance para una buena transmisión. Por otra parte, focalizando las vibraciones con reflectores y utilizando anchuras de banda más reducidas se pueden mejorar las características del transductor de forma que se pueden lograr hasta 100 m de alcance. Para efectuar medidas por impulsos se puede conseguir el alcance máximo correspondiente de 50 m. Para el funcionamiento con banda ancha se debe considerar la disponibilidad de generadores de alta potencia. Aplicando 526 V (es decir V^2/R = 70 W) a un transductor con un inductor en paralelo y R = 4 kΩ, se puede obtener una presión sonora de p(lm) = 10 Pa. Expresando ésto en términos del coeficiente de transferencia se obtiene p(lm) = 19mPa/V.

Requisitos necesarios en un generador de impulsos

Como el sistema funciona emitiendo impulsos, el generador solamente tiene que entregar una potencia elevada durante un tiempo corto y, por lo tanto, el generador es mucho más sencillo que uno que se destine a un funcionamiento constante (CW).

La figura 12 muestra un circuito diseñado para una presión sonora de unos 10 Pa a 1m con una tensión de alimentación de 24 V. Una de las etapas más importantes es la de salida. Debido a la elevada relación de espiras (n = 62) del transformador de salida, esta etapa debe tener una corriente de reposo baja y una impedancia de salida bien definida y relativamente baja del orden de 1 Ω, con el fin de obtener el comportamiento amortiguado desead.

El generador de impulsos ha sido diseñado para impulsos de unos 300 μs, con una separación de 200 ms. Variando los valores del resistor de 3,3 k o del condensador de 22 μF, se puede variar la frecuencia de repetición. Sin embargo, si se le exige al circuito frecuencias altas, el condensador electrolítico deberá ser reemplazado por uno de dieléctrico sólido. La duración del impulso está determinada por el resistor de 4,7 kΩ y el condensador de 18 nF, y se puede ajustar variando los valores de estos componentes.

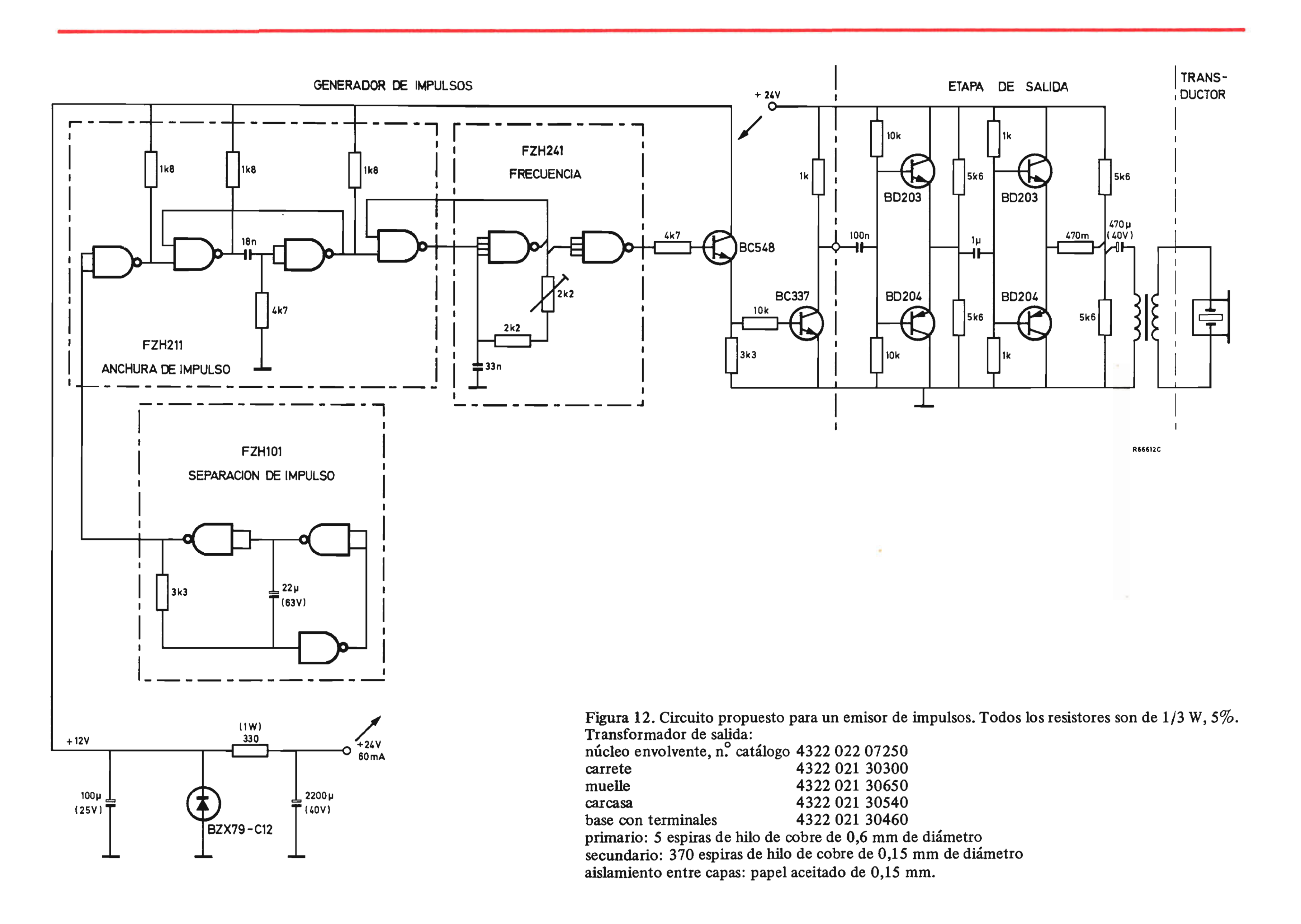


Figura 12. Circuito propuesto para un emisor de impulsos. Todos los resistores son de 1/3 W, 5%.
Transformador de salida:

núcleo envolvente, n.º catálogo	4322 022 07250
carrete	4322 021 30300
muelle	4322 021 30650
carcasa	4322 021 30540
base con terminales	4322 021 30460

primario: 5 espiras de hilo de cobre de 0,6 mm de diámetro
secundario: 370 espiras de hilo de cobre de 0,15 mm de diámetro
aislamiento entre capas: papel aceitado de 0,15 mm.

Para cada combinación de duración y separación de impulsos, hay que comprobar la disipación de calor en la etapa de salida.

Ajustando el potenciómetro de ajuste del generador de frecuencia, se puede sintonizar a 21,5 kHz. Este ajuste se efectúa mejor con la ayuda de un osciloscopio.

Salida

La figura 13 muestra la señal de control a la entrada de la etapa de salida y el impulso de presión obtenido. En la figura 14 se muestra un sencillo sistema de medida por eco de impulsos. Las señales en el transductor-receptor aparecen en la figura 15. Esta operación no se puede realizar satisfactoriamente con un sólo transductor. Mientras se ajusta el transductor de potencia, se puede utilizar como receptor cualquier micrófono adecuado.

En resumen, medidas efectuadas en el transductor han dado los siguientes resultados:

tensión de alimentación	24 V c.c.
consumo de corriente	60 mA
separación entre impulsos	200 ms
duración del impulso	300 μs
frecuencia de repetición del impulso	21,5 kHz
presión sonora a p(1m)	13 Pa.

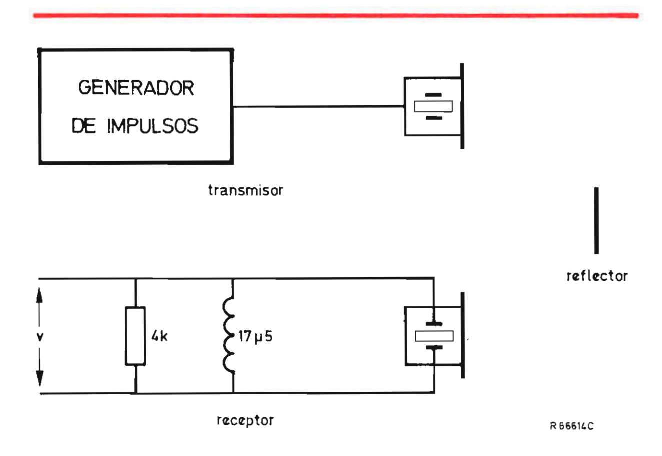


Figura 14. Medida del eco de impulsos con dos transductores.

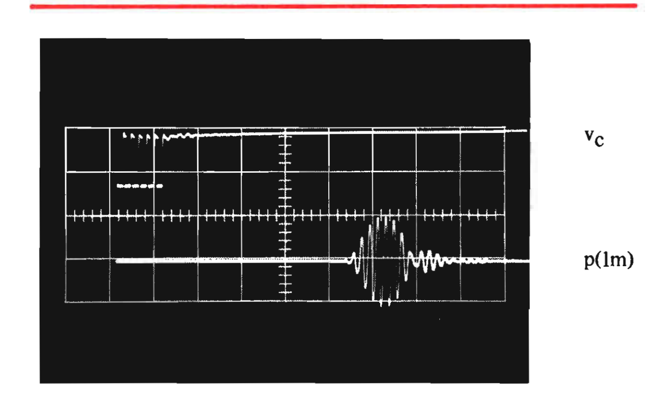


Figura 13. Comportamiento del impulso del transductor con el circuito emisor de la figura 12. Tensión de control v_c a la entrada de la etapa de salida, 20 V/div; presión sonora p(1m), 18 Pa/div; tiempo, 0,25 ms/div.

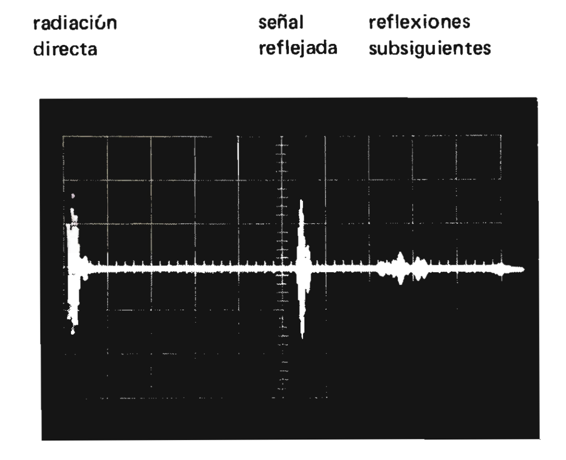
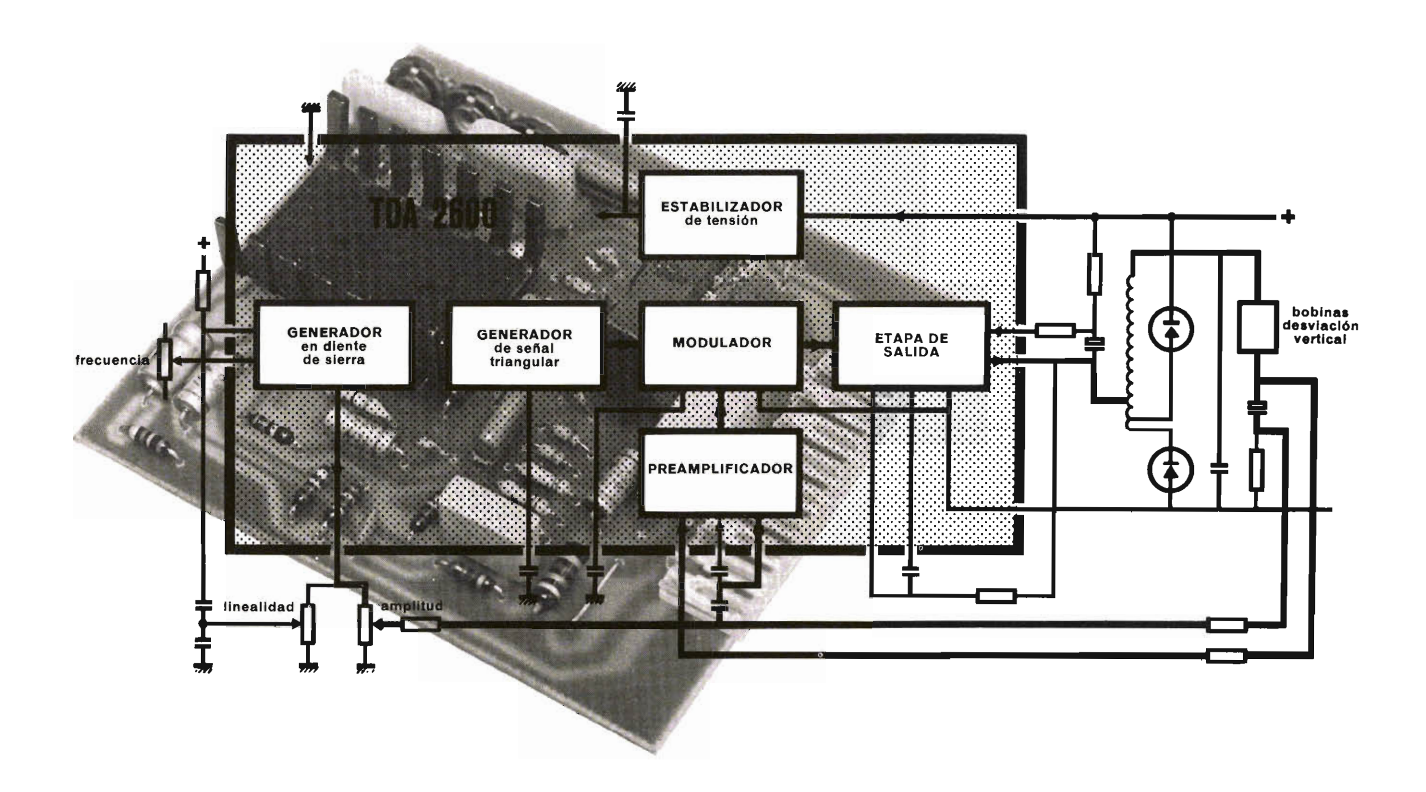


Figura 15. Salida del receptor para el sistema de la figura 14 con el reflector a una distancia de 180 cm, 10 mV/div y 2 ms/div.

Circuitos integrados para TV color
DESVIACION VERTICAL



TDA 2600

Circuito integrado monolítico que funciona en clase D y ataca directamente a la unidad de desviación vertical de receptores de televisión en color o en blanco y negro. Supone un avance importante en los circuitos de desviación vertical con su etapa de salida funcionando en modo conmutado. Cabe destacar su:

- Elevado rendimiento debido a la técnica de conmutación
- Integración de la etapa de salida
- Seguridad contra los efectos de descargas de M.A.T.
- Buen comportamiento de amortiguación ante irregularidades de amplitud por causas externas al circuito
- Ajustes de amplitud y linealidad independientes

Otros circuitos integrados para televisión en color

TDA 2522	Demodulador de color
TDA 2530	Matriz RGB
TDA 2560	Control de luminancia y crominancia
TDA 2590	Procesador de señal y oscilador de línea
TDA 2640	Control fuente de alimentación conmutada
TDA 2540/2541	Amplificador FI
TDA 2610	Salida de audio
TDA 2620	Tacto-selector
TDA 2630	Tacto-selector
TDA 2631	Tacto-selector

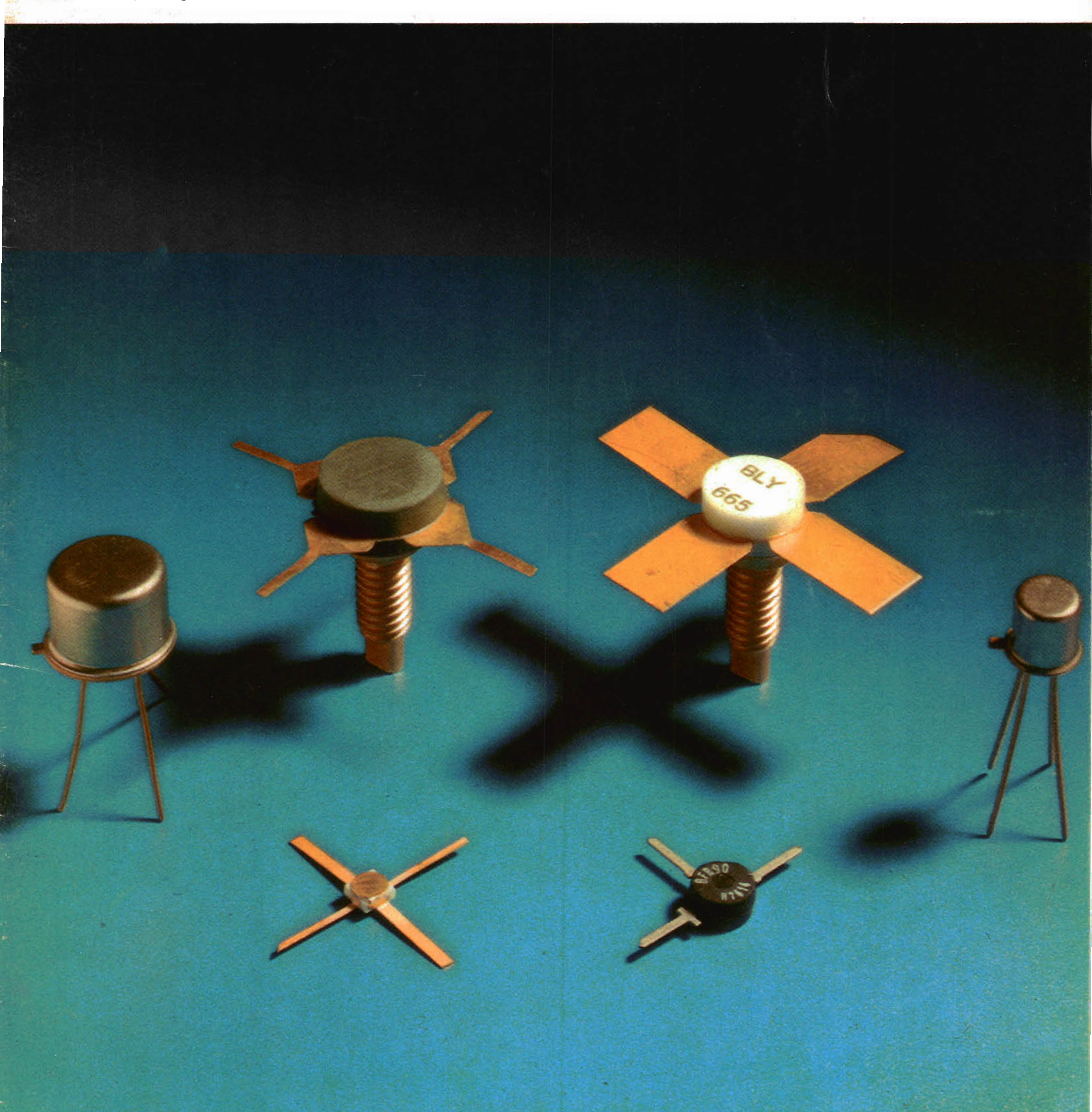


COPRESA
comercializa
en España
el microprocesador 2650
de
signetics

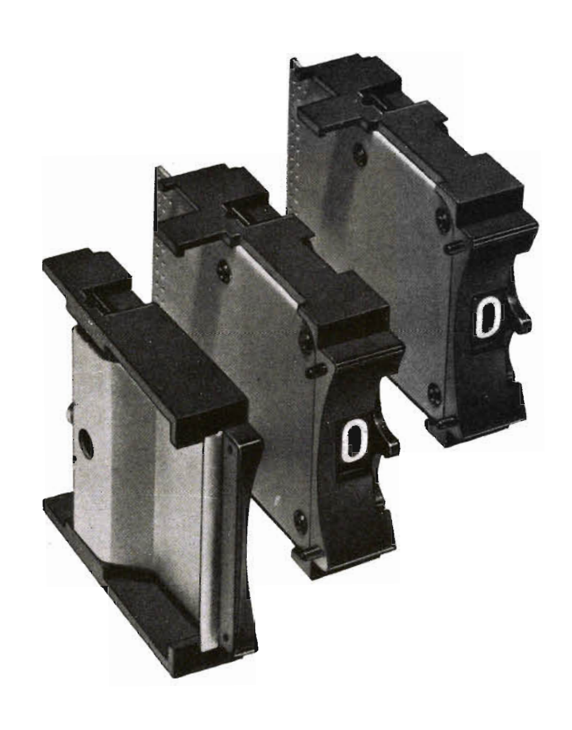
REVISTA Miniwatt

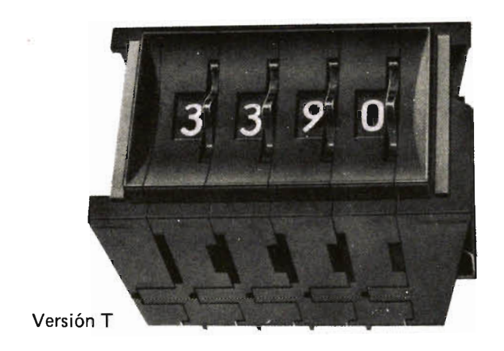
RO

Vol. 17-Núm. 5 MAYO 1978 50 Ptas.

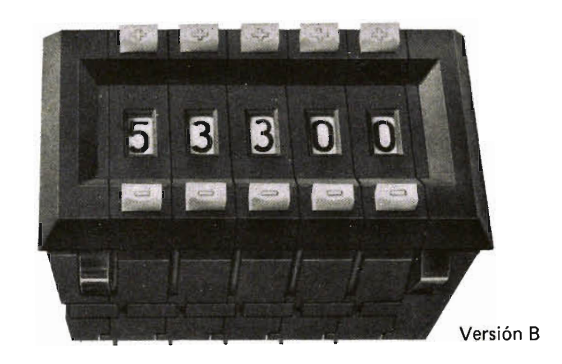


Conmutadores rotativos





Versión T



Versión B

...para resolver todos sus problemas de conmutación (para aplicación en control y regulación de procesos, programación simple y múltiple, circuitos lógicos y funcionales, etc.). La serie miniatura es adecuada para equipos en los que el tamaño es un factor a tener en cuenta. La serie industrial se presenta en versión T para la selección de la cifra mediante rotor y en la nueva versión B para la selección mediante pulsadores.

CONMUTADORES	serie miniatura				serie industrial			
DECIMALES								
1 posición, 1 circuito	M10P1C	MW10P1C	NM10P1C	—	T10P1C	—	NT10P1C	NB10P1C
10 posiciones, 2 circuitos . .	M10P2C	—	—	—	T10P2C	B10P2C	—	—
CODIFICACION								
salida binaria	—	—	NM1248	NMW1248	—	—	NT1248	NB1248
salida binaria y complementaria	M1248C	MW1248C	—	—	T1248C	B1248C	—	—
salida complementaria . . .	—	—	NM1248CS	NMW1248CS	—	—	NT1248CS	NB1248CS
DECODIFICACION								
lógica positiva								
salida binaria	—	—	NM1248P	NMW1248P	—	—	NT1248P	NB1248P
salida binaria y complementaria	M1248PC	MW1248PC	—	—	T1248PC	B1248PC	—	—
salida complementaria . . .	—	—	NM1248PCS	NMW1248PCS	—	—	NT1248PCS	NB1248PCS
lógica negativa								
salida binaria	—	—	NM1248N	NMW1248N	—	—	NT1248N	NB1248N
salida binaria y complementaria	M1248NC	MW1248NC	—	—	T1248NC	B1248NC	—	—
salida complementaria . . .	—	—	NM1248NCS	NMW1248NCS	—	—	NT1248NCS	NB1248NCS





VOLUMEN 17 - Número 5

En la introducción a este tema aparecida en la "Revista Miniwatt" Vol. 16 N.º 8, se indicó que, si no es necesario el aislamiento de red, la fuente de alimentación conmutada más sencilla y eficiente para receptores de TV es la que utiliza un convertidor directo. Se indicó también que resulta ventajoso obtener la señal de excitación para el transistor de desviación horizontal de la fuente de alimentación conmutada y accionar dicho transistor y el de la fuente de alimentación de modo no simultáneo. Este tipo de circuito es el que se estudia en este artículo, pero las mismas reglas de diseño son también válidas para fuentes de alimentación en las que no se efectúa tal combinación.

Se describe una caja acústica reflex de graves de 7 litros que puede acomodarse fácilmente dentro de un receptor de televisión de pantalla grande, consiguiendo así mejorar la calidad del sonido.

Con el fin de proporcionar una guía para la elección del tipo de tubo de cámara apropiado para una determinada aplicación, se estudian en este artículo las características y campos de aplicación de los principales tipos de tubos: vidicón, vidicón de silicio, Newvicón y Plumbicón.

REVISTA Miniwatt

PUBLICACION DE APLICACIONES ELECTRONICAS

DIRECCION: Luis Roiz Noriega. EDICION: Juan Garriga Pujol. REDACCION: María Dolores Forns-Samso. DELINEACION Y COMPAGINACION: Victoria Campillo Grau. SUSCRIPCION: Rosa María Torres.

PUBLICADA POR
COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números) . . . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . . . . 30 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR . . . . 50 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61

GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS EN RECEPTORES DE TV: CIRCUITOS SIN AISLAMIENTO DE RED

En la introducción a este tema aparecida en la "Revista Miniwatt" Vol. 16 N.º 8, se indicó que, si no es necesario el aislamiento de red, la fuente de alimentación conmutada más sencilla y eficiente para receptores de TV es la que utiliza un convertidor directo. Se indicó también que resulta ventajoso obtener la señal de excitación para el transistor de desviación horizontal de la fuente de alimentación conmutada y accionar dicho transistor y el de la fuente de alimentación de modo no simultáneo. Este tipo de circuito es el que se estudia en este artículo, pero las mismas reglas de diseño son también válidas para fuentes de alimentación en las que no se efectúa tal combinación.

1. PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO

1.1. El convertidor directo básico

En la figura 1 se da el esquema simplificado de un convertidor directo junto con las formas de onda y fórmulas asociadas.

Cuando el transistor conduce, el condensador se carga y se almacena energía en el autoinductor de choque. Durante este período (δT), el aumento de la corriente que circula a través del autoinductor es:

$$\Delta I_{L(\delta T)} = \frac{V_i - V_o}{L}\,\delta T.$$

Cuando el transistor deja de conducir, la polaridad de la tensión en extremos del autoinductor se invierte y la energía almacenada es entregada a la carga a través del diodo de efecto de volante. Durante este período ($T - \delta T$), la disminución de la corriente que circula a través del autoinductor es:

$$\Delta I_{L(T-\delta T)} = \frac{V_o}{L}\,T(1-\delta).$$

El equilibrio se alcanza cuando el aumento de corriente del autoinductor durante el período de conducción del transistor es igual a la disminución de la corriente durante el período de bloqueo. Esto ocurre cuando:

$$\frac{V_i - V_o}{L}\,\delta T = \frac{V_o}{L}\,T(1-\delta).$$

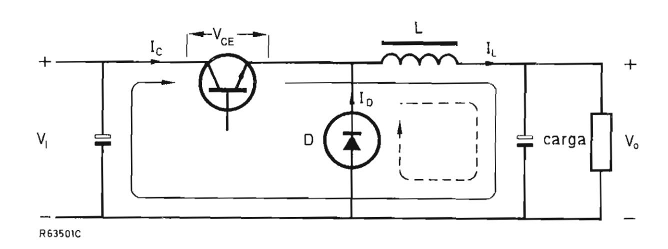
Resolviendo esta ecuación para V_0 se obtiene

$$V_o = \delta V_i\,.$$

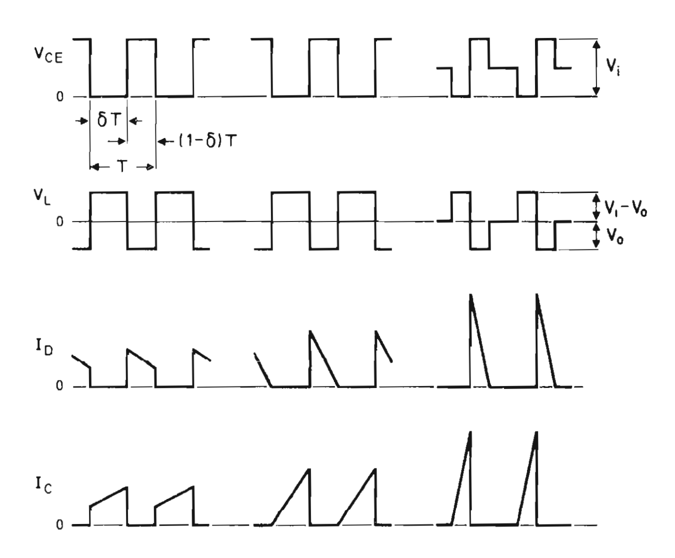
La tensión de salida de este tipo de convertidor puede estabilizarse contra variaciones de la tensión de entrada (tensión de red rectificada) controlando el factor de trabajo (δ) de los impulsos aplicados a la base del transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada.

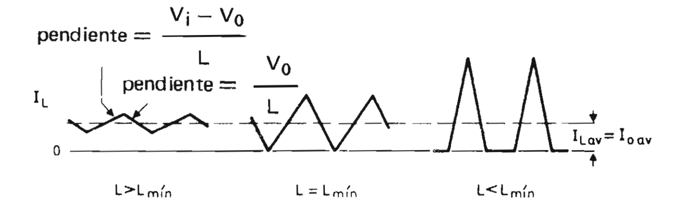
1.2. Definición de la autoinducción mínima del choque

Si fuera posible utilizar una autoinducción infinita no existiría rizado en la corriente de salida y la amplitud de las corrientes en el transistor y en el diodo sería igual a la corriente media en la carga. Sin embargo, con una autoinducción real aparece superpuesta a la corriente media en la carga, una corriente en forma de diente de



—► corriente que circula cuando el transistor conduce
--► corriente que circula cuando el transistor está bloqueado





$$V_o = \delta V_i$$

$$L_{mín} = \frac{V_o{}^2 T}{2P_o}\left(1 - \frac{V_o}{V_i}\right)$$

$$I_{C\ peak} = \frac{V_o T}{2L}\left(1 - \frac{V_o}{V_i}\right) + \frac{P_o}{V_o}$$

$$V_{CE\ peak} = V_i.$$

Figura 1. Circuito básico de un convertidor directo de c.c. en c.c. y las formas de onda que muestran el efecto de la variación de la autoinducción del choque.

sierra con una amplitud que es inversamente proporcional a la autoinducción presente, como se ve en la figura 1.

Si la autoinducción de choque es muy pequeña en un circuito que es conmutado a frecuencia constante (T constante), la amplitud del diente de sierra superpuesto será mayor que el doble de la corriente media en la carga y la corriente del choque se interrumpirá como se muestra en las formas de onda en la derecha de la figura 1. Esto da como resultado:

- un aumento de la impedancia interna de la fuente de alimentación y como consecuencia una mala regulación;
- un aumento de las corrientes de pico en el transistor y en el diodo de efecto de volante;
- una forma de onda de la tensión en el autoinductor inadecuada para excitar el transistor de salida de desviación horizontal.

Por lo tanto, el valor mínimo de la autoinducción es aquél que limita el valor pico a pico de la corriente de rizado al doble de la corriente media mínima en la carga. Esto se puede expresar de la siguiente forma:

$$\frac{V_o T}{L}(1 - \delta) = 2I_{o\ av}.$$

Sustituyendo V_o/V_i por δ y P_o/V_o por $I_{o\ av}$ y despejando L, se obtiene:

$$L_{mín} = \frac{V_o{}^2 T}{2P_o}\left(1 - \frac{V_o}{V_i}\right).$$

1.3. Corriente de pico de colector en el transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada

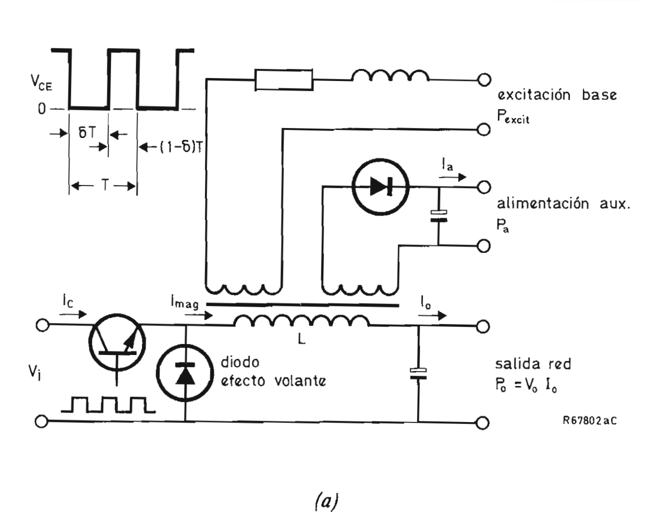
La corriente de pico que circula a través del transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada está dada por:

$$I_{C\ peak} = I_{L\ peak} = \frac{I_{ripple}}{2} + I_{o\ av}$$

$$= \frac{V_o T(1 - \delta)}{2L} + I_{o\ av}.$$

Sustituyendo V_o/V_i por δ y P_o/V_o por $I_{o\ av}$, se obtiene que:

$$I_{C\ peak} = \frac{V_o T}{2L}\left(1 - \frac{V_o}{V_i}\right) + \frac{P_o}{V_o}.$$



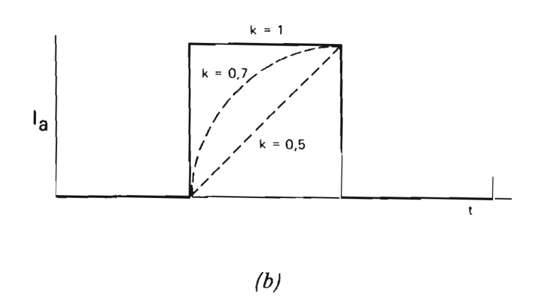
(a)

$$P_{tot} = P_o + P_a + P_{drive} + P_{loss}$$

$$L_{mín} = \frac{V_o{}^2 T}{2P_{tot\ mín}}\left(1 - \frac{V_o}{V_{i\ máx}}\right)$$

$$I_{C\ peak} = \frac{V_o T}{2L}\left(1 - \frac{V_o}{V_{i\ mín}}\right) + \frac{P_{tot\ máx}}{V_o}$$

$$V_{CE\ peak} = V_{i\ máx}\,.$$



(b)

$$\frac{P_{a\ máx}}{P_{tot}} \leqslant 1 - \frac{V_o}{V_{i\ máx}} \quad *$$

$$\frac{P_{a\ max} + P_{drive}}{P_{tot}} \leqslant k\left(1 - \frac{L_{mín}}{L}\right)\left(1 - \frac{V_o}{V_{i\ máx}}\right) \quad **$$

* sin excitación de base
** con excitación de base

Figura 2. Obtención de (a) las alimentaciones auxiliares de una fuente de alimentación conmutada y (b) el factor de forma k de la corriente de $P_a + P_{drive}$.

1.4. Obtención de la alimentación auxiliar de la fuente de alimentación conmutada

Como la tensión en el autoinductor de choque está estabilizada durante el período de bloqueo del transistor de salida de la fuente $(T - \delta T)$, se pueden obtener bajas tensiones auxiliares estabilizadas añadiendo un devanado secundario al autoinductor de choque. Estas tensiones son rectificadas por un diodo que conduce durante el período de efecto de volante. En la figura 2 se muestra este circuito junto con las fórmulas relativas a él.

En la descripción del convertidor directo de c.c. en c.c., se llamó I_L a la corriente que circulaba por el único devanado del autoinductor. En esta fuente auxiliar, dicha denominación es sustituida por el término I_{mag} (corriente magnetizante), que es igual a la suma algebraica de la corriente del primario y la del secundario transformada en los devanados del autoinductor de choque.

Como la carga de la fuente auxiliar hace que disminuya la energía recuperada por el diodo de efecto de volante, la cantidad de energía que puede extraerse de ella es limitada. La cantidad real de energía disponible depende de si se obtiene o no de la fuente la excitación de la base del transistor de desviación horizontal.

1.4.1. Energía auxiliar a partir de circuitos que no proporcionan excitación de base

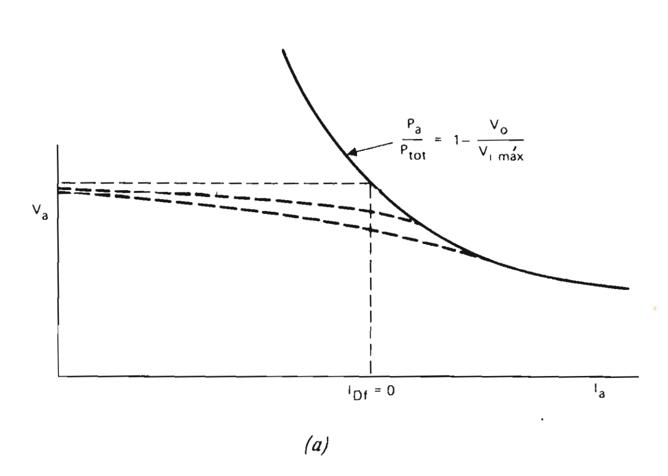
Si la excitación de la base del transistor de desviación horizontal no se obtiene de la fuente de alimentación conmutada, lo principal es obtener la adecuada regulación de la alimentación auxiliar. Por esta razón, es deseable que la corriente magnetizante que circula a través del autoinductor de choque no se interrumpa nunca. La figura 1 muestra que la corriente del choque es siempre mayor que cero si la inductancia no es inferior a $L_{mín}$. El límite teórico de la potencia auxiliar que puede obtenerse, se deduce de:

$$\frac{P_{a\ máx}}{P_{tot}} \leqslant 1 - \frac{V_o}{V_{i\ máx}} \qquad (1)$$

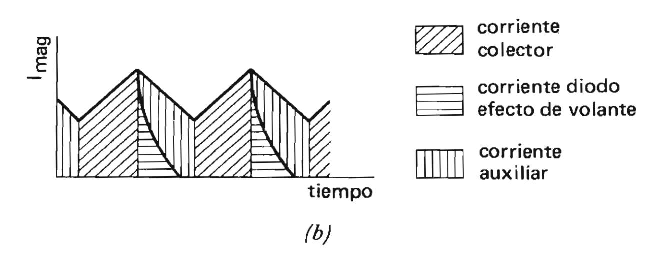
donde $P_{tot} = P_{o\ mín} + P_{a\ máx} + P_{losses}$, y $V_{i\ máx}$ es la máxima tensión de entrada instantánea de c.c.

La figura 3 muestra que, si se excede este límite, la regulación de la alimentación auxiliar se deteriora rápidamente. (Gracias al funcionamiento del circuito de control del factor de trabajo, la tensión de salida de la red permanece estabilizada porque se reduce el factor de trabajo.) Además, la inductancia de dispersión entre los devanados aumenta la resistencia interna de la alimentación auxiliar.

Aunque la máxima potencia auxiliar disponible es independiente de la autoinducción del choque, ésta debe ser lo más pequeña que sea posible para asegurar la existencia de una baja inductancia de dispersión. Como se verá más adelante, los requisitos contrapuestos de una autoinducción elevada (para que no se interrumpa la corriente magnetizante) y la necesariamente baja inductancia de dispersión (para obtener una resistencia interna baja) no son los únicos que intervienen en la elección de la autoinducción.



(a)



(b)

Figura 3. Limitación de la alimentación auxiliar cuando no es necesaria la excitación de desviación horizontal a partir de la fuente de alimentación conmutada. (a) Regulación de la alimentación auxiliar. Las líneas de trazos muestran el efecto de un aumento de la inductancia de fugas. (b) Distribución de la corriente magnetizante del autoinductor de choque entre el transistor, el diodo de efecto de volante y el diodo de la alimentación auxiliar.

1.4.2. Energía auxiliar a partir de circuitos que proporcionan la excitación de base

Si se obtiene alimentación auxiliar y/o excitación para el transistor de desviación horizontal a partir de la misma fuente de alimentación conmutada, es esencial que la inductancia del choque sea superior a $L_{mín}$ si se tienen que mantener correctas la forma de onda de excitación de la base y el factor de trabajo. Por la misma razón, la energía auxiliar disponible se reduce a un valor para el cual el período de conducción del diodo de efecto de volante no es nunca inferior a $T - \delta T$. La máxima energía auxiliar disponible ($P_{a\ máx}$) se obtiene de la siguiente forma:

$$\frac{P_{a\ máx} + P_{drive}}{P_{tot}} \leqslant k\left(1 - \frac{L_{mín}}{L}\right)\left(1 - \frac{V_o}{V_{i\ máx}}\right) \tag{2}$$

donde $P_{tot} = P_{o\ mín} + P_{a\ máx} + P_{drive} + P_{losses}$, y k es el factor de forma de la suma algebraica de todas las corrientes auxiliares transformadas como muestra la figura 2(b). Sin embargo, si L es mucho mayor que $L_{mín}$, $V_{i\ mín}$ debe ser sustituida por $V_{i\ máx}$.

Los transitorios en la carga principal y en la auxiliar deben filtrarse para evitar que produzcan la sobrecompensación del factor de trabajo, lo que daría como resultado variaciones del tiempo de almacenamiento del transistor y los consiguientes desplazamientos horizontales de fase en la imagen. El tiempo de subida de los transitorios debe prolongarse mediante redes de filtrado RC de forma que sean más lentos que el tiempo de respuesta del bucle de control de fase. Los circuitos que normalmente pueden producir transitorios en la carga son:

– circuitos de MAT;
– circuitos de desviación horizontal;
– circuitos de sonido.

En la figura 4 se resumen las consideraciones relativas a la excitación de base y a la alimentación auxiliar.

1.5. Desplazamiento del margen del factor de trabajo necesario en una fuente de alimentación conmutada

Bajo ciertas condiciones, es posible que el factor de trabajo necesario en una fuente de alimentación conmutada se extienda más allá del límite permitido por las necesidades de excitación de base del transistor de desviación horizontal (véase "Revista Miniwatt" Vol. 16, N.º 8).

En estos casos, el transistor de desviación horizontal no puede ser excitado por la fuente de alimentación conmutada a no ser que el margen del factor de trabajo se desplace en el sentido adecuado. Esto se puede lograr utilizando un autoinductor de choque con una toma intermedia como muestra la figura 5.

En este circuito, el factor de trabajo de la forma de

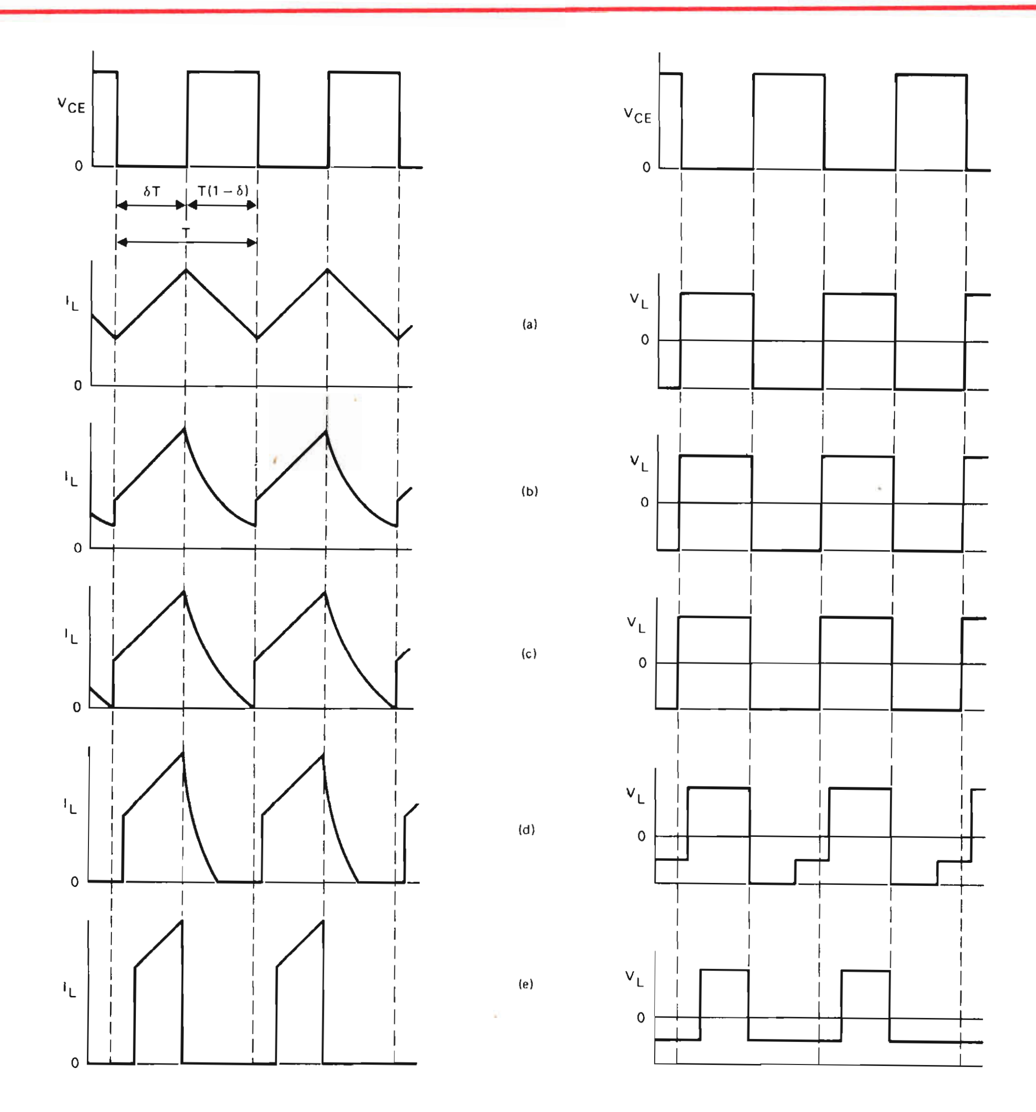


Figura 4. Las formas de onda (a) a (c) muestran el efecto en la tensión y la corriente del primario del autoinductor de choque manteniendo P_{tot} constante mientras aumenta la potencia auxiliar. La forma de onda (e) representa el límite teórico de la alimentación auxiliar si no se requiere excitación horizontal (el diodo de efecto de volante no conduce). Si se requiere excitación horizontal sólo son aceptables las formas de onda (a) a (c). Las otras formas de onda de la tensión del autoinductor de choque muestran la distorsión y el factor de trabajo.

onda de conmutación de la fuente de alimentación conmutada es el siguiente:

$$\delta = \frac{nV_O}{V_i - V_O(1-n)}.$$

La relación de espiras necesaria para las dos secciones del devanado del choque para cualquier valor del factor de trabajo está dada por:

$$n = \frac{\delta}{1-\delta}\left(\frac{V_i}{V_O} - 1\right).$$

2. DISEÑO

2.1. Especificaciones de la fuente

Estas especificaciones corresponden a una fuente de alimentación conmutada para un receptor de televisión en color que utiliza el sistema de desviación 20AX. En la figura 6 se da un diagrama de bloques de la distribución de la energía en las diversas partes del receptor.

El circuito de desviación vertical, la etapa de corrección Este-Oeste (E-W) y la etapa de salida de sonido (de clase B con estabilizador en paralelo), están alimentados

por una tensión de barrido rectificada obtenida a partir de un devanado secundario del transformador de salida de línea. El estabilizador en paralelo en la etapa de salida de sonido evita la presencia de audiofrecuencia en la imagen. Alternativamente, una etapa de audio en clase B podría ser alimentada por un devanado auxiliar en el autoinductor de choque de la fuente de alimentación conmutada. En este caso, se debe intentar conseguir un filtrado adecuado de los rápidos cambios de carga debidos al sonido. Para conseguir un fácil servicio de reparación, las etapas de baja señal se alimentan a partir de un devanado auxiliar en el autoinductor de choque de la fuente de alimentación conmutada. La alimentación de 225 V de las etapas de salida R.G.B. se obtiene añadiendo a la tensión de salida de la fuente de alimentación conmutada una tensión de barrido rectificada de unos 60 V.

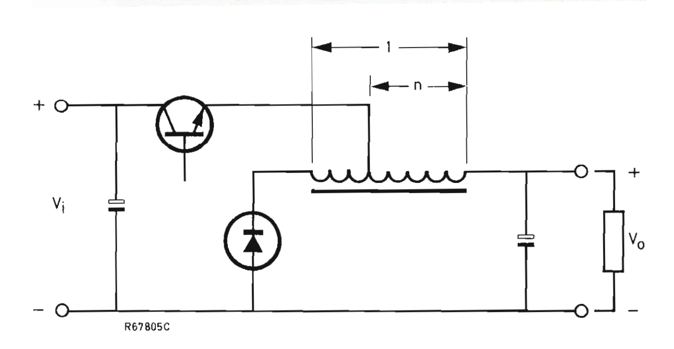


Figura 5. Empleo de un inductor de choque con toma para obtener el margen de variación deseado del factor de trabajo de la fuente de alimentación conmutada.

Los requisitos normales para la alimentación de un receptor de TV son:

- margen de variación de la tensión de red (220 V – 15% , +20%) — 187–265 $V_{c.a}$
- tensión de salida (V_0) — 165 $V_{c.c}$
- carga mínima instantánea en la salida (sin corriente de haz) ($P_{0\ mín}$) — 70 W
- carga instantánea máxima en la salida (barras blancas) ($P_{0\ máx}$) — 130 W
- pérdidas en los componentes de la fuente — 10 W
- carga auxiliar para las etapas de baja señal (P_a = 16 V, 0,45 A) — 7 W
- carga auxiliar para la excitación de base (P_{drive} = 4 V × 1,4 A × (1 – δ)) — 4 W
- estabilización de la salida principal — mejor que 1%
- nivel de rizado de 50 Hz/zumbido de 100 Hz — mejor que 0,2%
- frecuencia de conmutación (T = 64 μs) — 15625 Hz

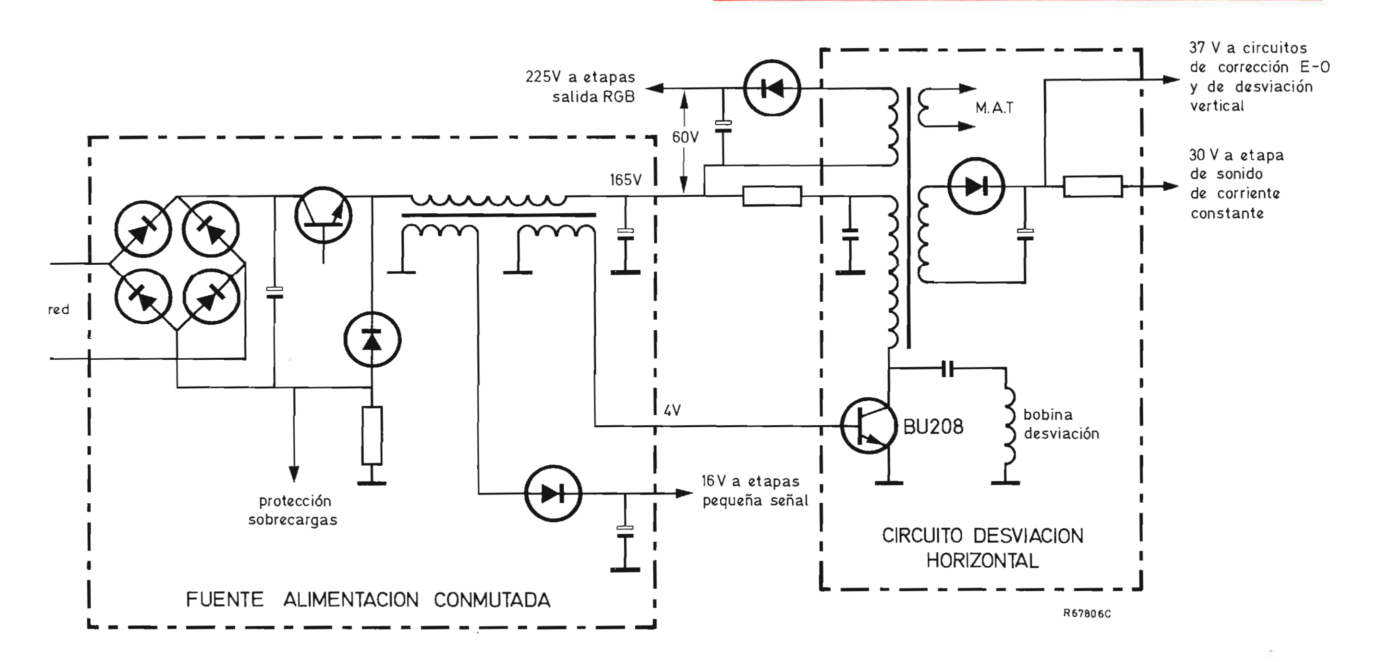


Figura 6. Distribución de la energía en un receptor de televisión que utiliza el sistema de desviación 20AX. Para minimizar las necesidades energéticas, se pueden utilizar circuitos de gran rendimiento tales como salidas de vídeo en clase B y salidas de desviación vertical en clase D. Si se utiliza una salida de auaio en clase B, la tensión de alimentación necesaria se puede obtener de la fuente de alimentación conmutada.

2.2. Margen de variación del factor de trabajo

La fuente de alimentación debe funcionar con tensiones eficaces de red comprendidas entre 187 y 265 V. Con un rizado de unos 25 V pico a pico, el margen de variación de la tensión instantánea de entrada (V_i) será el comprendido entre 235 y 370 V aproximadamente. Como la tensión de salida principal es de 165 V, el factor de trabajo ($\delta = V_0/V_i$) debe variar entre 0,45 y 0,70 (factor de trabajo de la excitación de base = $1 - \delta$ = 0,3 a 0,55) para compensar las variaciones de la tensión de entrada. Las necesidades del transistor de salida de desviación horizontal, que es excitado de modo no simultáneo, exigen un margen de variación máximo del factor de trabajo comprendido entre 0,35 y 0,72. Como el margen de variación del factor de trabajo necesario para estabilizar la tensión de salida de la fuente conmutada contra las variaciones de la tensión de entrada cae ligeramente fuera del margen exigido por las necesidades del transistor de salida de desviación horizontal, resulta necesario desplazar el margen de variación del factor de trabajo mediante la utilización de un autoinductor de choque con toma intermedia. Sin embargo, el aumentado tiempo de almacenamiento del transistor de salida horizontal para una tensión de red mínima, combinado con el tiempo de almacenamiento del diodo de recuperación horizontal, aumenta ligeramente el margen publicado de variación del factor de trabajo. Por lo tanto, no es necesario utilizar en esta ocasión una autoinducción con toma intermedia.

Se deben tomar precauciones para asegurar que el transistor de salida de desviación horizontal no esté polarizado en sentido directo en el período de retroceso durante un fallo. Para evitarlo, se aplica un impulso de retroceso negativo a la base tanto del transistor de excitación de la fuente conmutada como de los transistores de salida de desviación horizontal. Este método puede ser utilizado solamente si el núcleo del autoinductor permanece no saturado un período de retroceso después de la iniciación del proceso de protección contra sobrecargas.

2.3. Autoinductor de salida

La base del transistor de salida de desviación horizontal es excitada por una corriente derivada de un devanado secundario del autoinductor de choque de salida de la fuente de alimentación conmutada. Para asegurar que la corriente de excitación sea siempre bien definida, la inductancia del autoinductor debe ser la suficiente para asegurar que el período de conducción del diodo de efecto de volante no se reduzca por debajo de $T(1 - \delta)$. Sustituyendo $V_{i\,máx}$ = 370 V y k = 0,7 en la ecuación (2), se obtiene que esta condición se cumplirá en la fuente en cuestión si la inductancia del autoinductor no es menor que $1,5 L_{mín}$.

A partir de la ecuación para $L_{mín}$ dada en la figura 2, se puede calcular un valor de 5,3 mH para $L_{mín}$ en la fuente de alimentación especificada. Por tanto, la inductancia mínima para el choque es:

$$1,5 \times 5,3 \times 10^{-3} \approx 8 \text{ mH}.$$

(El valor real del autoinductor AT2099 es de 9 mH).

Si la inductancia del choque es mucho más elevada que este valor mínimo, se almacenará en el núcleo una cantidad considerable de energía cuando conduzca el transistor de salida de la fuente. Cuando el transistor pase a bloqueo por el control remoto o por el circuito de protección contra sobrecargas, éste permanecerá polarizado en sentido directo hasta que se haya disipado la energía almacenada. Esto dará como resultado un pico de corriente de colector muy elevado en el transistor de desviación horizontal. (La corriente real depende de los valores de la capacidad del condensador de corrección en S, del nivel de saturación del transformador de salida, y del resistor de protección contra sobrecargas.)

2.4. Tensión de protección contra sobrecargas

En la figura 7 se muestran tres sistemas de detección de sobrecargas en la fuente de alimentación conmutada. Si la inductancia del choque no es mucho mayor que

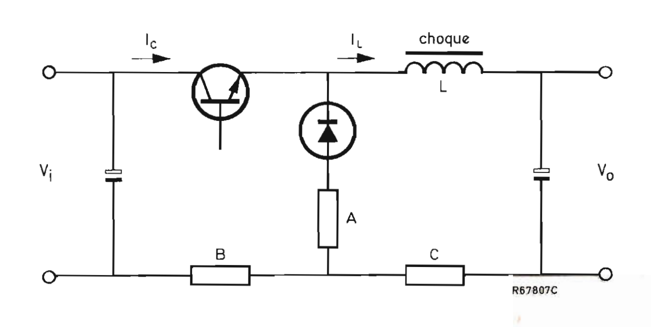


Figura 7. Colocación del resistor sensor de la protección contra sobrecargas. A: evita la polarización directa del transistor de desviación durante el período de retroceso porque no conduce el diodo de efecto de volante. Hay peligro de corrientes de pico I_C elevadas durante la sobrecarga, si el valor de L es próximo a $L_{mín}$ o si el núcleo de L se satura. B: detecta I_C, pero la forma de onda en el resistor sensor puede provocar problemas de radiación. C: detecta I_L, la forma de onda en el resistor está más filtrada y la radiación se minimiza.

$L_{mín}$, la pendiente de la corriente de colector del transistor de salida de la fuente será más elevada de lo que sería si la autoinducción fuera elevada. En consecuencia, el aumento de la corriente de colector durante el retardo del circuito de protección contra sobrecargas aumenta como muestra la figura 8. En este caso, la tensión de entrada del circuito de protección contra sobrecargas no puede ser obtenida a través de un resistor conectado en serie con el diodo de efecto de volante sin el riesgo de una corriente de colector excesiva en el transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada o la saturación del núcleo del autoinductor de choque antes de que el circuito de protección contra sobrecargas entre en funcionamiento.

La máxima carga momentánea en la fuente es:

$$P_{tot\ máx} = P_{o\ máx} + P_{loss} + P_a + P_{drive}.$$

$$= 130 + 10 + 7 + 4 = 151\ \text{W}.$$

Con una autoinducción de 9 mH y una mínima tensión de c.c. de entrada de 235 V, la máxima corriente de pico de colector del transistor de salida de la fuente es:

$$I_{C\ peak} = \frac{V_o T}{2L}\left(1 - \frac{V_o}{V_{i\ mín}}\right) + \frac{P_{tot\ máx}}{V_o}$$

$$= \frac{165 \times 64 \times 10^{-6}}{18 \times 10^{-3}}\left(1 - \frac{165}{235}\right) + \frac{151}{165}$$

$$= 1{,}1\ \text{A}.$$

Además, durante el arranque suave, se pueden presentar ligeros picos transitorios de 200 mA, con lo que el total máximo de la corriente de pico de colector es de 1,3 A. El valor del resistor detector de sobrecargas debe ser tal que el circuito de protección entre en funcionamiento con corrientes de colector por encima de este nivel. Teniendo en cuenta las tolerancias, el nivel de accionamiento de la protección contra sobrecargas elegido para el circuito en cuestión es de 1,6 A.

2.5. La etapa de salida

Para garantizar que la línea de carga en funcionamiento del transistor de salida de la fuente conmutada permanece dentro del área de seguridad (SOAR), y asegurar unas formas de onda de excitación de base correctas, es necesario incorporar al circuito componentes pasivos. Estos componentes influyen en el comportamiento del circuito durante los períodos de paso a conducción y a bloqueo del transistor de salida de la fuente conmutada.

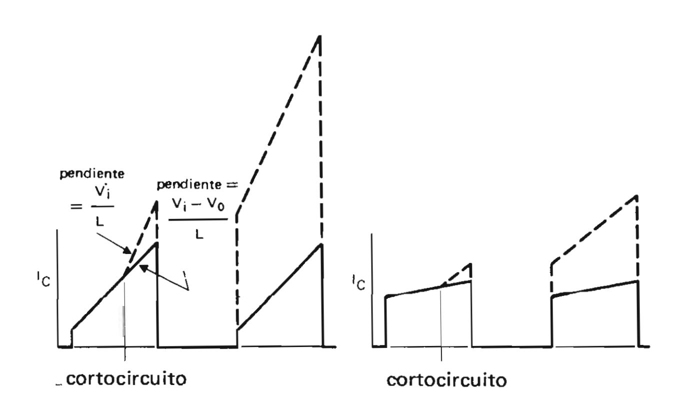
nivel bloq. = 1,5 $I_{C\ pico\ nom}$

pendiente $= \frac{V_i}{L}$; pendiente $= \frac{V_i - V_o}{L}$

cortocircuito; bloqueo; baja autoinducción; elevada autoinducción

* retardo del circuito de protección

(a) Corriente del autoinductor de choque o corriente de colector para detectar la sobrecarga.



nivel bloq. = 1,5 $I_{Df\ pico\ nom}$

pendiente = 0; pendiente $= \frac{V_o}{L}$

bloqueo; baja autoinducción; elevada autoinducción

(b) Corriente del diodo de efecto de volante para detectar la sobrecarga.

Figura 8. Aumento de la corriente de colector a través del transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada durante un cortocircuito de la salida. La línea completa corresponde a condiciones normales, y la línea a trazos a condiciones de sobrecarga.

2.5.1. *Circuito de colector del transistor de salida durante el paso a bloqueo*

Cuando el transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada pasa a bloqueo, la carga inductiva provoca un rápido aumento de la tensión colector-emisor hasta que es recortada por el diodo de efecto de volante. La pendiente de esta tensión está determinada por la inductancia de choque y por las capacidades parásitas presentes en el circuito. En la práctica, la tensión máxima se alcanza mucho antes de que la corriente de colector caiga a cero. Sin ningún tipo de protección, las pérdidas de paso a bloqueo serían considerables y existiría el riesgo de embalamiento térmico. La pendiente de aumento de la tensión colector-emisor debe limitarse, por lo tanto, a unos 1000 V/μs conectando un condensador en paralelo con el diodo de efecto de volante. Si se supone que toda la corriente de colector es absorbida por el condensador amortiguador durante el período de paso a bloqueo, la capacidad necesaria viene expresada por:

$$C_{mín} = \frac{I_{CM}}{dV/dt}.$$

Con una corriente máxima de pico de colector de 1,6 A, se obtiene una mínima capacidad amortiguadora de 1,6 nF. Sin embargo, el condensador introducirá pérdidas durante el período de paso a conducción que vienen expresadas por:

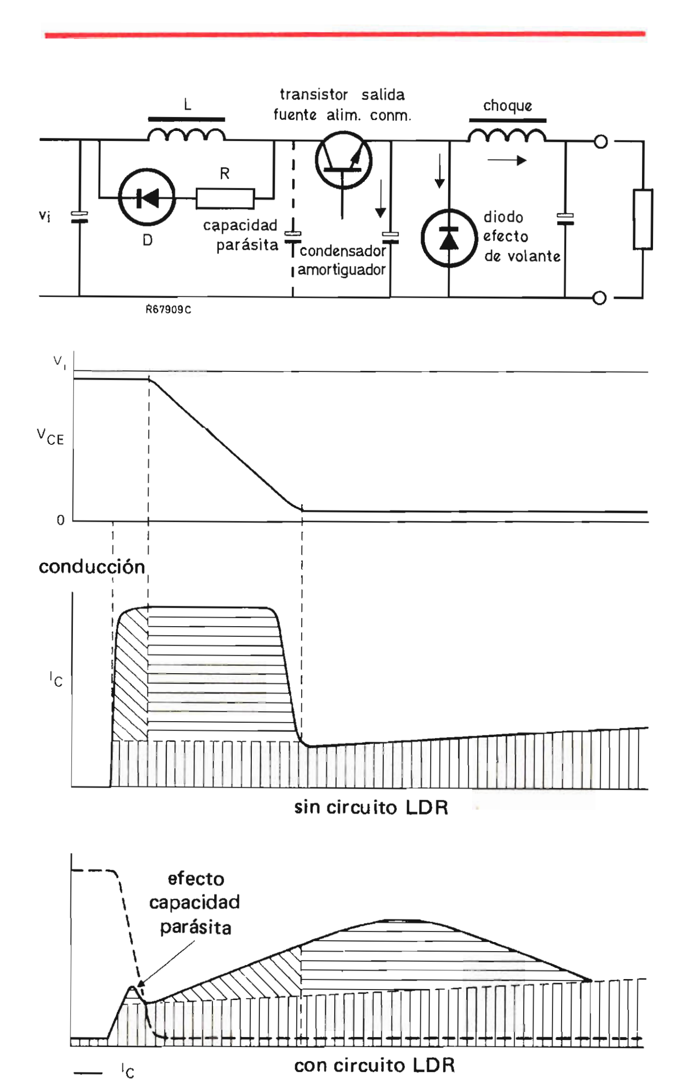
$$P_{loss} = \frac{CV_i^2}{2T}$$

Por esta razón, aunque el condensador ayuda a reducir las interferencias radiadas a la antena y a las etapas de alta frecuencia, su valor no debe ser demasiado alto. Un compromiso es un valor de 3,3 nF.

2.5.2. *Circuito de colector del transistor de salida durante el paso a conducción*

En la figura 9 se puede ver que cuando el transistor pasa a conducción, el diodo de efecto de volante permanece conduciendo hasta que su carga de recuperación inversa ha sido eliminada a través del transistor. Durante el período de paso a conducción, fluyen las siguientes corrientes:

– la corriente necesaria para eliminar la carga de recuperación inversa del diodo de efecto de volante;
– la corriente de carga del condensador amortiguador conectado en paralelo con el diodo de efecto de volante;



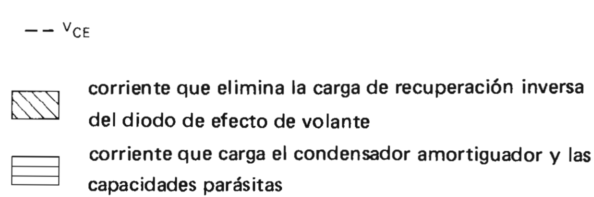


Figura 9. Limitación de la disipación en el transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada durante el paso a conducción.

– la corriente que pasa a la carga a través del autoinductor;
– la corriente que circula a través de las capacidades (parásitas) de colector, como por ejemplo las capacidades entre devanados del autoinductor de choque.

Si el tiempo de subida de la corriente de colector no

se prolonga, el transistor disipará una cantidad apreciable de energía durante el período de paso a conducción antes de que pase a estar saturado. El tiempo de subida de la corriente de colector se puede prolongar utilizando un pequeño autoinductor en el circuito de colector del transistor para proporcionar una impedancia limitadora de la corriente. En paralelo con esta pequeña autoinducción se debe disponer un diodo y un resistor en serie para absorber la energía almacenada y limitar por lo tanto la tensión de pico en el transistor cuando pase a bloqueo otra vez.

El valor del resistor debe ser tal que, cuando el transistor conmute de nuevo, absorba toda la energía del autoinductor de choque. Un valor práctico del resistor es aproximadamente 10 L/T.

Sin embargo, debido al hecho de que los valores necesarios están influidos por las capacidades parásitas de la autoinducción y del diodo de efecto de volante, y por la corriente de base del transistor, hay que determinarlos experimentalmente. Esto se efectúa eligiendo valores que reduzcan la corriente de pico de colector en el paso a conducción a un nivel tal que asegure que el transistor trabaja dentro del área III del "Area de seguridad" (SOAR). Como las pérdidas introducidas por el autoinductor durante el bloqueo son:

$$P_{\text{loss}} = \frac{LI^2_{\text{peak}}}{2T},$$

hay que limitar el valor de la inductancia. En la fuente de alimentación que se describe, se utiliza un valor de 200 μH para el autoinductor limitador de la corriente y 39 Ω para el resistor. Estos valores limitan la sobretensión de 1,6 A (el nivel de la protección contra sobrecargas) $\times$ 39 Ω = 62 V. El valor máximo de la tensión V_{CE} de pico es por lo tanto de 370 + 62 = 432 V.

2.6. La etapa excitadora

La etapa excitadora de la fuente de alimentación conmutada utiliza un transistor NPN de silicio de alta tensión tipo BU126, especialmente diseñado para fuentes conmutadas de receptores de televisión. De acuerdo con la práctica común para transistores de potencia y alta tensión hay que minimizar las pérdidas del paso a conducción asegurando que el circuito de excitación proporcione una corriente de base de subida rápida la cual tiene suficiente amplitud como para asegurar una baja tensión de saturación del transistor de salida durante el período de conducción. Por otra parte, hay que minimizar las pérdidas de paso a bloqueo asegurando que la corriente inversa de base se mantiene suficiente tiempo después de que su corriente de colector empiece a decrecer. Otras características necesarias de la etapa excitadora son las siguientes:

- capacidad de funcionar satisfactoriamente dentro del margen especificado de tensiones de red;
- capacidad para mantener el transistor de salida en estado de no conducción durante largos períodos de tiempo (durante el funcionamiento de los circuitos de protección o actuación del paro remoto);
- proporcionar la ganancia de corriente adecuada para asegurar un acoplamiento correcto entre el circuito de control y el transistor de salida de la fuente conmutada;
- un tiempo de almacenamiento lo suficientemente corto como para asegurar que el factor de trabajo de la corriente de excitación impuesto por el circuito de control es reproducido con fidelidad.

En la figura 10 se da el diagrama de una etapa excitadora que cumple los requisitos anteriores.

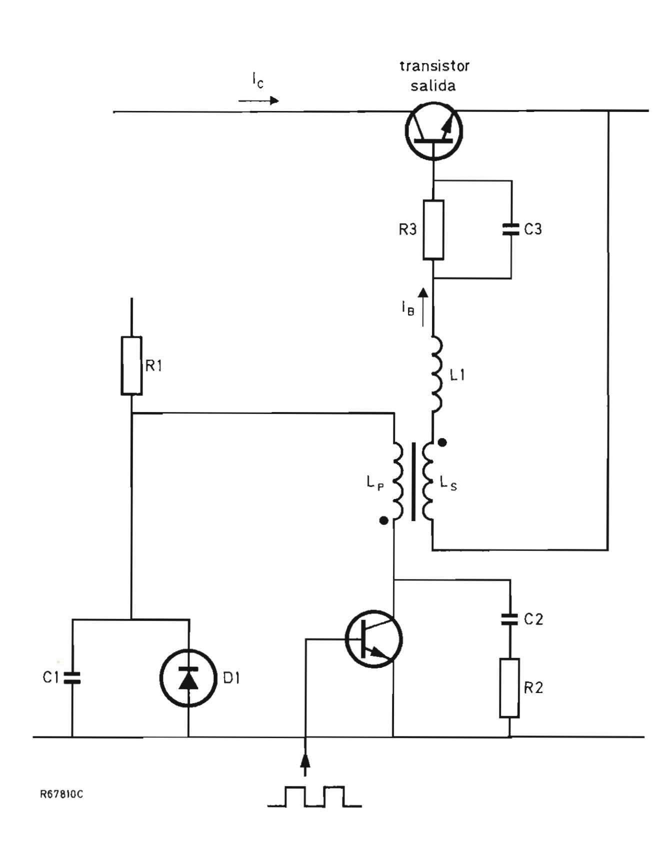
2.6.1. Circuito de base del transistor de salida durante el paso a conducción

Cuando el transistor excitador deja de conducir, la corriente directa de base pasa al transistor de salida gracias a la energía almacenada en el núcleo del transformador excitador. Para asegurar un tiempo de subida corto de la corriente de base, R_2 y C_2 de la figura 10 (que limitan la oscilación de la forma de onda de la tensión de colector del transistor excitador) deben subamortiguar el transformador para proporcionar un grado de sobrecompensación suficiente para compensar el efecto del inductor L_1 de ajuste del tiempo de almacenamiento. El tiempo de subida de la corriente de base es acortado aún más por el efecto de la red aceleradora (R_3 y C_3) en el circuito de base del transistor de salida.

Durante el período de conducción del transistor de salida, su corriente de base se reduce hasta alcanzar su valor final ($I_{B\ end}$) a una velocidad que depende de la inductancia del devanado secundario del transformador excitador (L_S). La reducción de la corriente de base (ΔI_B) durante el tiempo de conducción del transistor de salida es:

$$\Delta I_B = I_{B\ \text{start}} - I_{B\ \text{end}}.$$

La autoinducción del devanado secundario del transformador excitador debe ser lo suficientemente elevada como para evitar una excesiva reducción de la corriente de base durante el período de conducción del transistor



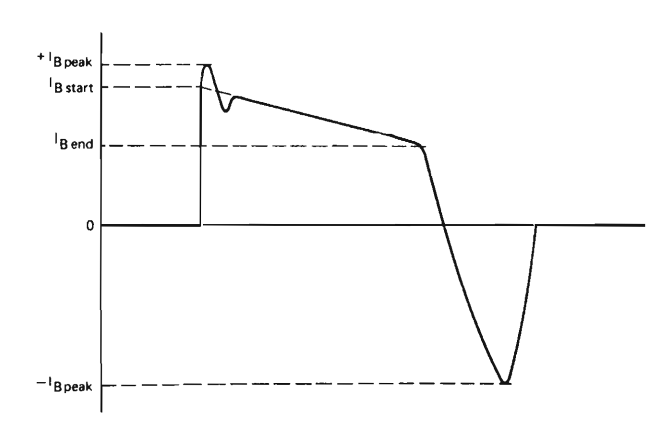


Figura 10. Etapa excitadora típica y forma de onda de la corriente de base del transistor de salida.

de salida (δT). La autoinducción necesaria es:

$$L_S = (V_{BE} + I_B R_3)\delta T / \Delta I_B,$$

donde ΔI_B es la reducción de corriente aceptable.

Un valor típico de la autoinducción del devanado secundario del transformador excitador es 1 mH.

2.6.2. *Circuito de base del transistor de salida durante el bloqueo*

La pendiente del impulso de sentido negativo de la corriente de base del transistor de salida durante el bloqueo se ajusta por medio del inductor L_1 para proporcionar el tiempo de almacenamiento del transistor. En muchos casos, la autoinducción dispersa del transformador excitador es suficiente para hacer innecesaria la utilización de L_1.

Varios de los componentes que se muestran en la figura 10, aseguran que el transistor de salida permanece dentro del "Area de seguridad" (SOAR) durante el bloqueo. Los componentes típicos son el condensador C_3 y el condensador de desacoplo de bajo valor C_1. Estos componentes mejoran el comportamiento durante el bloqueo, aumentando la corriente inversa de base del transistor de salida cuando el transistor excitador pasa a conducción.

El resistor R_1 en la línea de alimentación del circuito excitador asegura una disipación mínima en el transistor excitador si debe permanecer conduciendo (transistor de salida bloqueado) durante largos períodos de tiempo debido al funcionamiento del circuito de desconexión remota y de protección contra sobrecargas. Con una elección cuidadosa de la tensión V_{CE} del transistor y de la relación de espiras del transformador excitador, la potencia disipada en R_1 se puede reducir a un nivel aceptable. Otras ventajas del empleo de R_1 son:

- la corriente de base del transistor de salida es casi independiente de las variaciones del factor de trabajo;
- la corriente de emisor del transistor excitador puede ser filtrada y utilizada para alimentar el circuito integrado de control.

Cuando el transistor excitador es polarizado en sentido directo por el circuito de protección o por el de bloqueo remoto, la tensión en C_1 tiende a disminuir siguiendo una oscilación de relativa baja frecuencia determinada por la autoinducción del devanado primario del transformador y por el valor de C_1. El diodo D_1 recorta las excursiones negativas de la tensión en C_1 y evita por lo tanto que el transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada sea polarizado en sentido directo durante la excursión negativa de la tensión oscilante.

3. DESCRIPCION DEL CIRCUITO

La figura 11 es el esquema completo de la fuente de alimentación conmutada que utiliza un convertidor di-

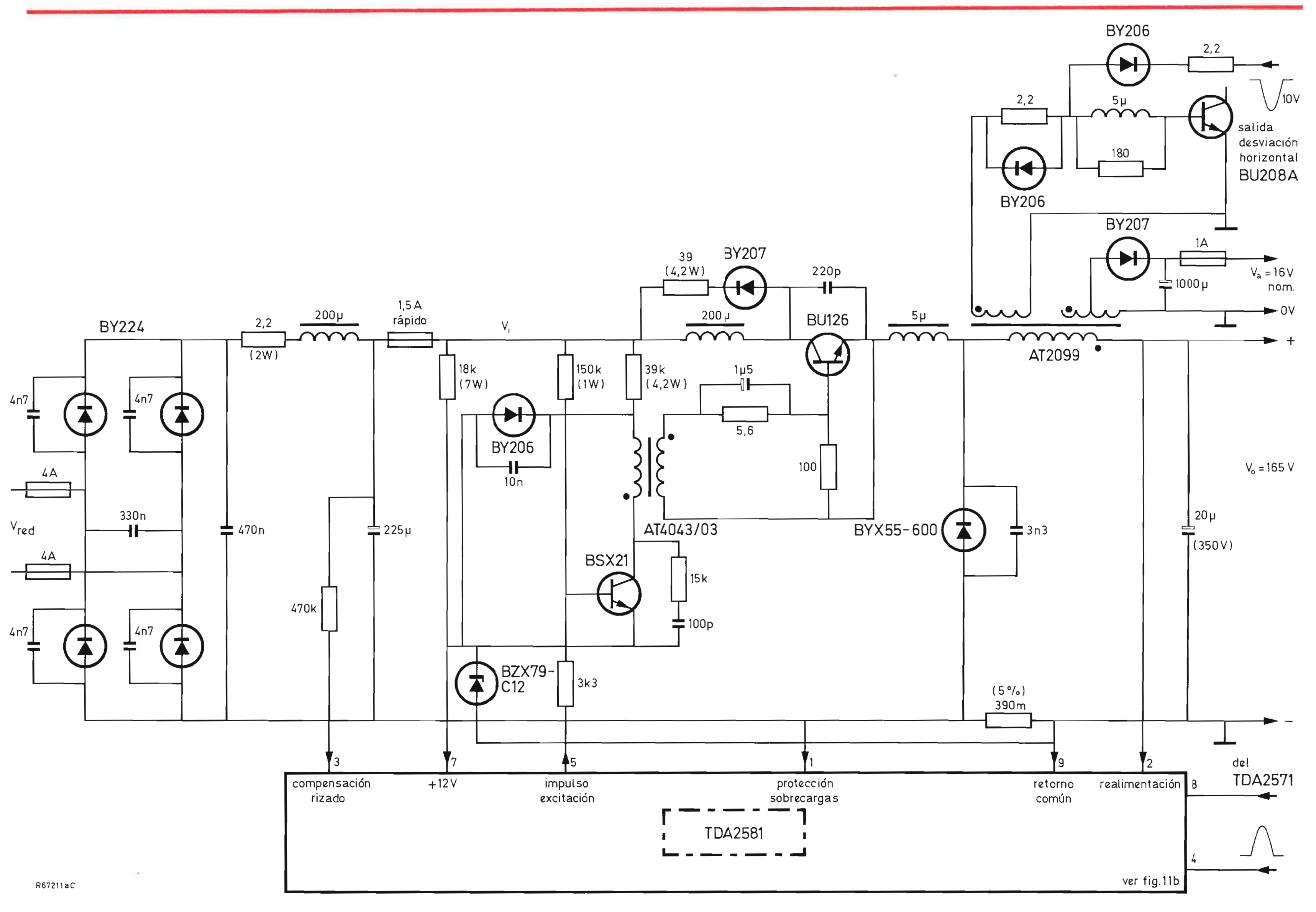


Figura 11 (a). Esquema de una fuente de alimentación conmutada que utiliza un convertidor directo y proporciona las alimentaciones y la excitación horizontal de un receptor de televisión.

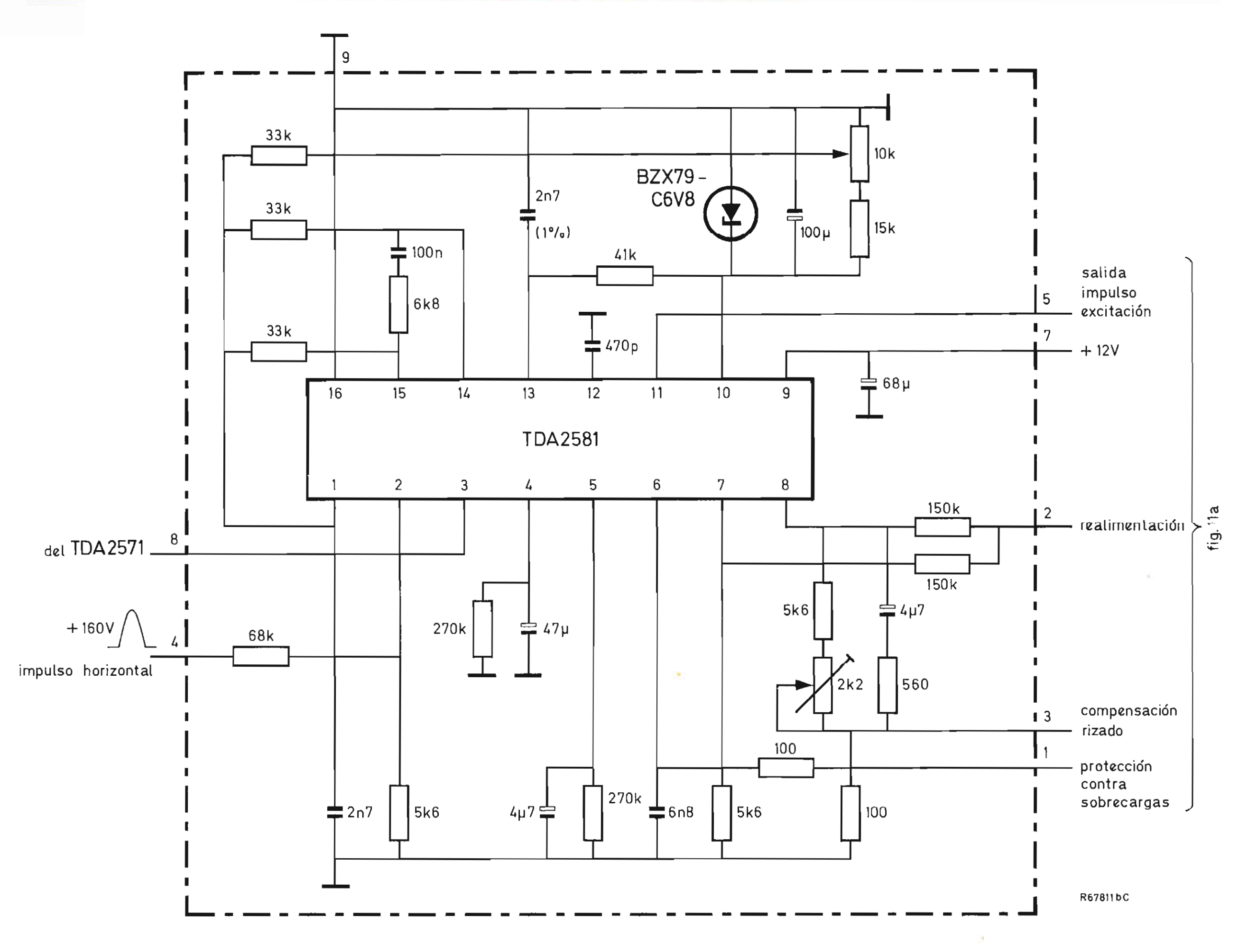


Figura 11 (b). Circuito periférico del TDA2581.

recto y un circuito integrado de control tipo TDA2581. (El TDA2581 funciona junto con el circuito integrado procesador de sincronismo tipo TDA2571.)

3.1. Circuito de entrada de red

La entrada de red es rectificada en onda completa por un rectificador en puente tipo BY224 y filtrada por un condensador de filtro. La corriente de pico extraida de la red está limitada por un resistor de 2,2 Ω junto con las impedancias exteriores y la impedancia de filtro de R.F. En el circuito de entrada al puente rectificador, se intercalan fusibles de acción lenta. Un fusible de acción rápida se intercala en la línea de c.c. de entrada a la fuente conmutada para limitar las corrientes que pueden circular en el receptor si el colector del transistor de salida de la fuente se cortocircuita a masa (radiador).

3.2. Alimentación del circuito de control

La alimentación de 12 V para el circuito integrado de control se obtiene de la entrada de c.c. de la fuente a través del resistor R_2 de 18 kΩ y de un diodo regulador de tensión. Como se explicó antes, parte de la corriente que necesita el circuito integrado de control se obtiene de la corriente de emisor filtrada de la etapa excitadora de la fuente conmutada. Esto minimiza las pérdidas en la alimentación del circuito integrado de control.

3.3. Etapa de salida de la fuente de alimentación conmutada

La etapa de salida de la fuente conmutada utiliza un transistor de conmutación de alta tensión tipo BU126.

Para limitar la pendiente de subida de la tensión colector-emisor de este transistor, se pone en paralelo con el diodo de efecto de volante (BYX55-600) un condensador de 3,3 nF. La disipación durante el paso a conducción del transistor se reduce mediante la incorporación de un autoinductor de 200 μH, junto con un resistor amortiguador y un diodo, en el circuito de colector. La inductancia del devanado primario del autoinductor de choque es de 9 mH; esto da lugar a una corriente de pico de colector de 1,1 A en el transistor de salida en condiciones de tensión de entrada mínima ($V_{i\ mín}$ = 235 $V_{c.c}$) y máxima potencia de salida (151 W incluyendo 10 W de pérdidas y 11 W de carga auxiliar).

Ya que una sobrecarga en la alimentación auxiliar de 14 V tiene muy poca influencia en la corriente que circula a través del resistor detector de sobrecargas, el diodo rectificador de la alimentación auxiliar y el devanado secundario de la autoinducción están protegidos por un fusible de 1 A.

3.4. Etapa excitadora de la fuente de alimentación conmutada

La etapa excitadora de la fuente conmutada utiliza un transistor de tensión media tipo BSX21 en un circuito con acoplamiento por transformador para excitar el transistor de salida de la fuente de forma no simultánea. El diseño de este circuito está hecho de acuerdo con los principios detallados anteriormente.

La corriente directa de base del transistor de excitación se obtiene de la línea de alimentación de entrada de 300 V, a través de un resistor de 150 kΩ. El transistor es bloqueado por el circuito de control a través de un resistor de 3,3 kΩ conectado a su base. La corriente filtrada de emisor del transistor proporciona parte de la alimentación de 12 V del circuito de control. Las formas de onda de la figura 13 muestran que la forma de onda de la corriente que se aplica a la base del transistor de salida de la fuente, está de acuerdo con los requisitos publicados en las hojas de características del BU126. Se ha elegido una corriente de base final $I_{B\ end}$ = 140 mA, porque corresponde a una corriente de colector igual al nivel de corte del circuito de protección, es decir 1,6 A.

3.5. Circuito integrado de control

El circuito integrado de control tipo TDA2581 efectúa todas las funciones de control de la fuente conmutada. Además del control del factor de trabajo de los impulsos de excitación de la fuente para compensar las variaciones de la red y de la carga, proporciona:

- protección contra sobrecorriente con arranque automático después de un fallo transitorio;
- protección contra sobretensiones;
- una secuencia de arranque suave para evitar las fuertes corrientes en la puesta en marcha;
- protección contra baja tensión de alimentación del circuito integrado y contra la eventualidad de desconexión o de circuito abierto en el diodo de referencia de tensión;
- protección en caso de fallo de bucle de realimentación durante el arranque suave;
- un bucle de control de fase de respuesta rápida que compensa los impulsos de excitación de la fuente de retrasos en el circuito de desviación horizontal, permitiendo por lo tanto que la excitación del circuito de desviación se obtenga de la fuente conmutada.

El diagrama de bloques de la figura 12, junto con la siguiente descripción de la función de cada patilla del circuito integrado proporcionan un resumen de las funciones que efectúa el circuito de control.

Patilla 1 – salida del detector de fase. Proporciona una excursión de corriente (entre +1 mA y −1,5 mA máx.). La corriente media es proporcional a la diferencia de fase entre los impulsos de sincronismo horizontal del TDA2571 en la patilla 3 y los impulsos de retroceso horizontal en la patilla 2. Un filtro de efecto de volante con una constante de tiempo baja se conecta entre la patilla 1 y las entradas del oscilador controlado por tensión en las patillas 14 y 15.

Patillas 2 y 3 – entradas del detector de fase. En la patilla 3 del detector de fase se aplican impulsos de sincronismo horizontal reconstruidos y libres de ruido a partir del TDA2571. A la patilla 2 se aplica la información de la fase de la imagen para el detector de fase. La entrada a la patilla 2 puede ser un impulso de retroceso o picos obtenidos en un pequeño toroide, cuyo núcleo es saturado por la corriente de desviación horizontal.

Patillas 4 y 5 – control del arranque suave. Entre la patilla 5 y la línea de retorno común (patilla 16), se debe conectar un resistor y un condensador en paralelo. Esta red controla la velocidad con que el factor de trabajo de los impulsos aumenta a partir de un valor bajo hasta el valor de funcionamiento normal, después de la puesta en marcha o un fallo transitorio. De esta forma se minimizan las fuertes corrientes de arranque. La red influye también en el período de repetición del arranque suave durante un fallo persistente. El valor del condensador conectado a la patilla 4 determina el número de repeticiones del arranque suave que pueden presentarse antes

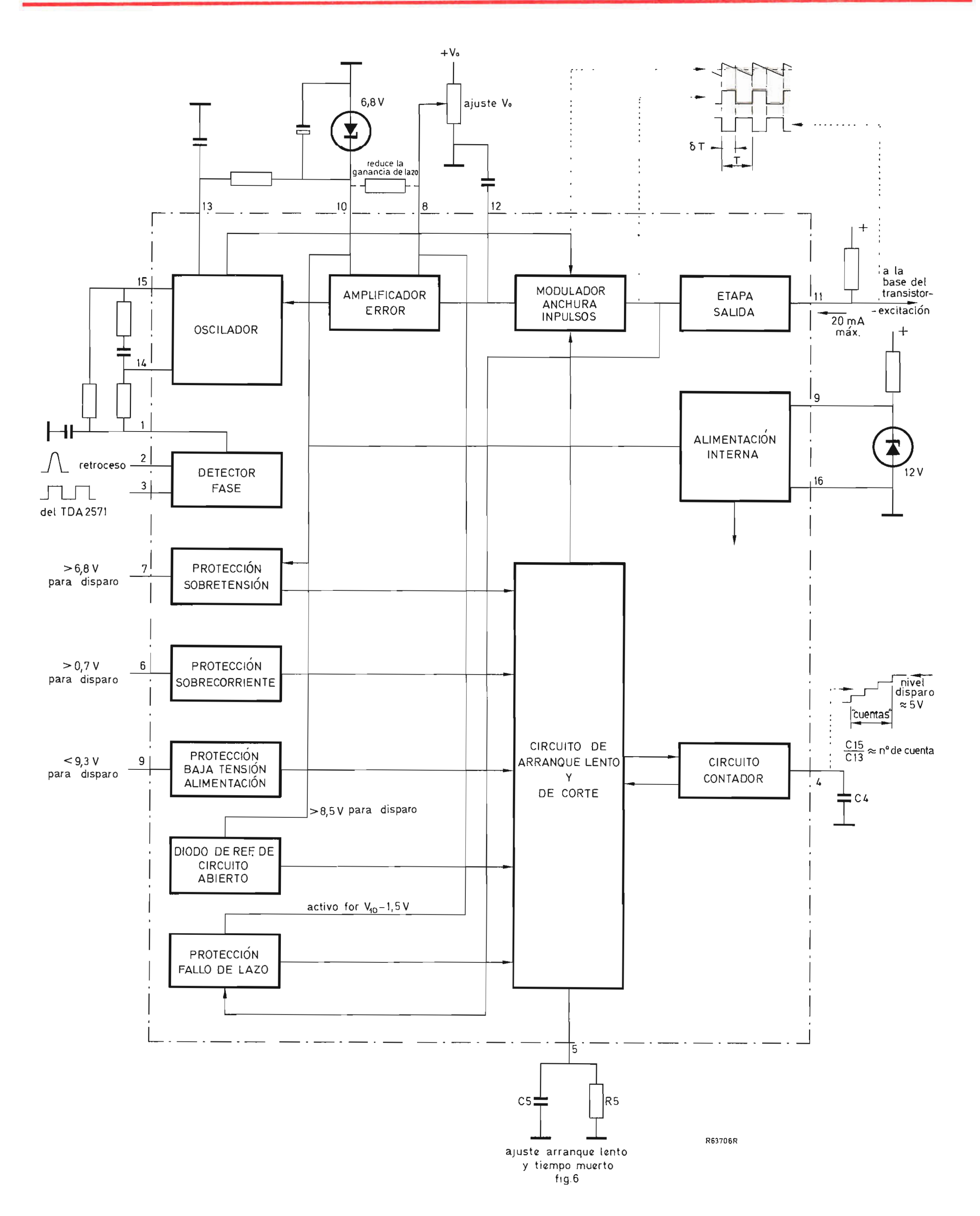


Figura 12. Diagrama de bloques del TDA2581.

de que la salida de la fuente de alimentación conmutada sea desconectada permanentemente en el caso de un fallo persistente. La patilla 4 también puede ser usada para paro remoto.

Patilla 6 – protección contra sobrecorrientes. A esta patilla se aplica una tensión proporcional a la corriente de colector del transistor de la fuente conmutada. La tensión puede ser positiva o negativa y el nivel de funcionamiento es de unos 0,7 V. En lo que se refiere a la corriente, los niveles de funcionamiento son de +2 μA y −100 μA ± 30%. En el circuito que muestra la figura 11, la corriente de salida de la fuente es detectada por un resistor de 0,39 Ω dispuesto en la línea de retorno de la alimentación. La tensión desarrollada en este resistor se aplica a la patilla 6 a través de un filtro *RC* con una constante de tiempo de 1 μs. Este filtro *RC* ha sido incorporado para evitar un accionamiento prematuro del circuito de protección producido por los picos de interferencia. Si el condensador es demasiado grande, el retraso producido en el circuito puede llevar a una excesiva corriente de pico de colector en el transistor de salida de la fuente, particularmente si la fuente es conectada con la salida cortocircuitada. Como el circuito no incorpora ninguna forma de ajustar el nivel de actuación de la protección contra sobrecorrientes, hay que tener cuidado de asegurar que las tolerancias del circuito no permitan el accionamiento de la protección en las peores condiciones de funcionamiento normal. No se debe permitir que circule excesiva corriente por el transistor de salida de la fuente en condiciones de sobrecarga. Se deben tener en cuenta las siguientes tolerancias en el circuito:

- $V_{protección}$ = 0,66 V a 0,76 V;
- $\Delta V_{protección}/\Delta t = -1,7$ mV/°C;
- tolerancia de los resistores.

Los valores de los componentes de la figura 11 permiten unas corrientes de pico máximas en el transistor de salida de la fuente de:

- 1,85 A ± 0,16 A para T_j del TDA2581 = 25°C;
- 1,53 A ± 0,15 A para T_j del TDA2581 = 100°C.

No se ha tenido en cuenta el tiempo transcurrido entre la detección de la sobrecorriente y el bloqueo del transistor. Si este retraso está limitado a 1 ó 2 μs, se puede permitir que el núcleo del autoinductor se sature con corrientes superiores a 1,5 A. Sin embargo, si se le aplica al transistor de excitación de la fuente conmutada un impulso negativo de retroceso, el retraso entre la detección de la sobrecorriente y el bloqueo del transistor puede llegar a ser de 12 μs. En este caso, el núcleo del autoinductor no debe saturarse con corrientes inferiores a 2,2 A. Por esta razón, el impulso de retroceso horizontal se aplica en la figura 11 directamente a la base del transistor de salida horizontal a través de un resistor de 2,2 Ω y un diodo.

Patilla 7 – protección contra sobretensiones. Una muestra de la tensión de salida de la fuente se lleva a la patilla 7. Si esta tensión es superior a la tensión de ruptura del diodo regulador de tensión conectado a la patilla 10, se activa el circuito de protección contra sobrecargas. Las tolerancias en el nivel de protección son determinadas por la tolerancia de los resistores periféricos del circuito y por la tolerancia de la tensión de trabajo del diodo regulador de tensión. En el circuito que se muestra en la figura 11, que utiliza un diodo regulador de tensión con una tolerancia de la tensión de trabajo de ±5%, y que utiliza resistores de ±2% de tolerancia en el divisor de tensión conectado a la salida de la fuente, la tensión nominal de iniciación de los circuitos de protección es 189 V. Los límites de los casos más desfavorables debidos a las tolerancias son 173 y 206 V.

Patilla 8 – entrada de la tensión de realimentación. Esta patilla está internamente conectada a un amplificador diferencial de error. La otra entrada del amplificador está conectada a la tensión de referencia de la patilla 10. El factor de c.c. de realimentación del circuito de realimentación exterior, se debe elegir de tal manera que se aplique a la patilla 8 una tensión igual a la de referencia cuando la tensión de salida de la fuente esté en el nivel requerido. Los componentes conectados a la patilla 8 en el circuito de la figura 11, se pueden dividir en los tres siguientes grupos:

- Un divisor de la tensión de salida de la fuente que comprende un resistor de 150 kΩ en serie con un resistor de 5,6 kΩ y un potenciómetro preajustable de 2,2 kΩ. El potenciómetro se utiliza para ajustar el nivel de la tensión de salida de la fuente.
- Una red compensadora del zumbido formada por un resistor de 470 kΩ conectado en serie con otro resistor de 100 Ω. Esta red está conectada a la tensión de red rectificada para proporcionar al circuito integrado una señal que contrarreste el zumbido residual que estaría presente en la salida de la fuente.
- Una red *RC* que comprende un condensador de 4,7 μF en serie con un resistor de 560 Ω conectada en paralelo con la sección inferior del divisor de la tensión de salida de la fuente. Esta red, junto con la impedancia de la red divisora de la tensión de salida, controla la ganancia en corriente alterna del bucle del sistema de control del factor de trabajo. Sin ella, la elevada

ganancia del bucle proporcionada al circuito integrado podría producir inestabilidad.

Patilla 9 – alimentación positiva. A esta patilla se debe conectar una alimentación de c.c. de 12 V. El consumo típico de corriente del circuito integrado es de 15 mA (máximo 19 mA). Si la tensión en este terminal desciende por debajo de 9,4 V, el circuito de protección desconecta la fuente de alimentación conmutada.

Patilla 10 – entrada de referencia. Entre esta patilla y la 16 (retorno común) se debe conectar un diodo regulador de tensión (6,8 V nominales). La estabilidad de la fuente de referencia determina la estabilidad total de la tensión de salida de la fuente conmutada. La corriente disponible para el diodo de 6,8 V es de 0,9 mA pero, si es necesario, se puede aumentar conectando un resistor entre la patilla 10 y la tensión de alimentación de 12 V de la patilla 9. Si la tensión en la patilla 10 sube por encima de 8,4 V (debido a un diodo de regulación defectuoso), el circuito de protección desconecta la fuente de alimentación.

Patilla 11 – salida de colector abierto. El colector del transistor interno de salida conectado a esta patilla está protegido contra la aplicación de tensiones elevadas por medio de diodos recortadores internos. Un resistor exterior conectado entre esta patilla y la tensión de red rectificada determina la corriente de excitación de base del transistor excitador de la fuente conmutada. La tensión de salida durante el período δT no será superior a 0,4 V si la corriente de salida permanece inferior a 20 mA.

Patilla 12 – limitación del factor de trabajo del impulso de salida. El máximo factor de trabajo que se puede obtener para los impulsos de salida en la patilla 11 puede limitarse fijando la tensión en la patilla 12 a un nivel de c.c. a partir de una fuente de baja resistencia. Se debe conectar un condensador entre la patilla 12 y el retorno común para evitar que señales espúreas de bajo nivel puedan llegar a la patilla 8 y hagan que el modulador de anchura de impulsos interno conmute erróneamente.

Patilla 13 – control de la frecuencia del oscilador. Esta patilla está conectada al punto de unión de una red *RC* conectada entre la patilla 10 (referencia) y el retorno común. Si el resistor conectado a la patilla 10 es de 41 kΩ y el condensador conectado a la patilla 13 es de 2,7 nF, el período de oscilación nominal será de 64 μs (f = 15625 Hz). Si se utilizan componentes de 1% de tolerancia en la red *RC*, la variación máxima de la frecuencia es del 3% (470 Hz), de forma que no es necesario el ajuste. La variación máxima de la frecuencia en función de la tensión de referencia en la patilla 10 es del 1,5%/V.

Patillas 14 y 15 – filtro de efecto de volante (véase patilla 1).

Patilla 16 – retorno común. El polo negativo de la alimentación de 12 V conectada a la patilla 9 se debe conectar a esta patilla.

4. FUNCIONAMIENTO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION CONMUTADA

Las siguientes figuras y formas de onda han sido obtenidas de la fuente de alimentación conmutada cuyo circuito se da en la figura 11.

4.1. Formas de onda típicas

La figura 13 muestra las formas de onda obtenidas de la fuente de alimentación conmutada en funcionamiento normal con una entrada de red de 220 V y con una corriente de haz tal que exige una corriente de carga de 0,7 A (I_{haz} = 1,5 mA de valor medio). La figura 14 muestra las formas de onda de funcionamiento de los circuitos de arranque suave y de protección del TDA2581. La figura 15 muestra las formas de onda asociadas con el transistor tipo BU208A de desviación horizontal.

4.2. Regulación y zumbido

Salida de red (V_0 = 165 V nominales)

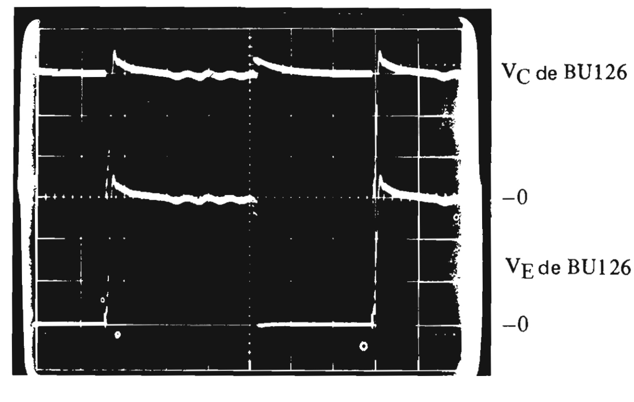
ΔV_0 para V_{red} = 187 V a 265 V	100 mV
ΔV_0 para una tensión de zumbido de 20 V pico a pico de 100 Hz superpuesta a la tensión continua de entrada (V_i)	20 mV
impedancia de salida con I_0 = 0,7 A	0,4 Ω

Salida auxiliar (V_a = 16 V nominales)

ΔV_a para V_{red} = 187 a 265 V	800 mV
impedancia de salida para I_a = 0,45 A	2 Ω

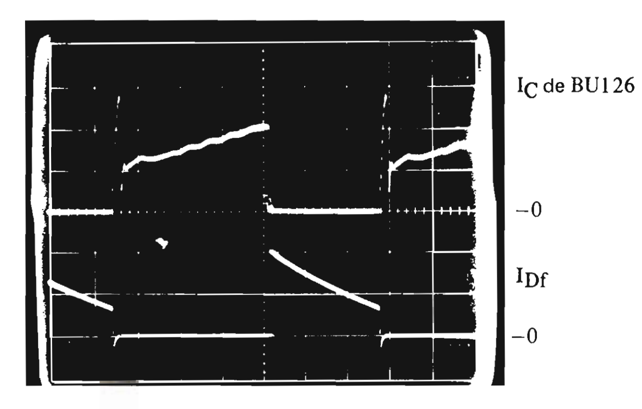
5. INTERFERENCIAS

La conmutación de alta frecuencia de una fuente de alimentación conmutada y la presencia de tensiones y corrientes alternas de alto nivel generan una cierta cantidad de interferencias. Las interferencias se pueden clasificar en tres categorías:



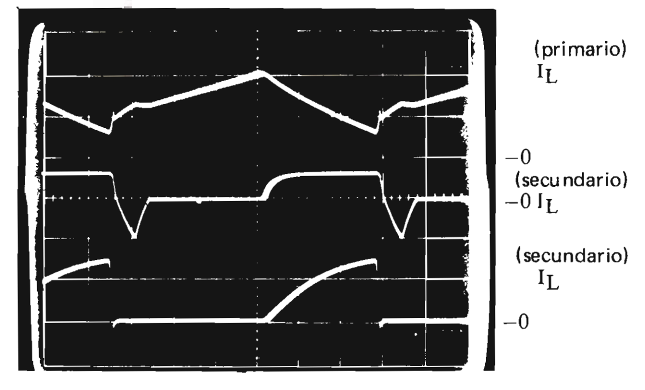
horizontal: 10 μs/div.
vertical: 100 V/div.

(a)



horizontal: 10 μs/div.
vertical: 500 mA/div.

(b)



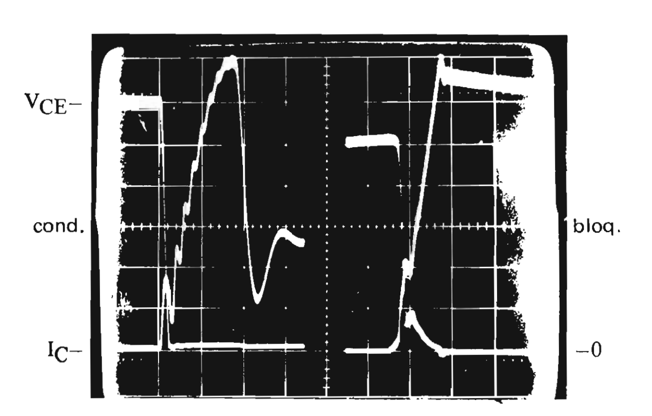
horizontal: 10 μs/div.
vertical: trazo superior, 0,5 A/div.;
trazo intermedio, 2 A/div.;
trazo inferior, 1 A/div.

(c)

I_B de BU126
–0
V_{CE} de BSX21
–0

horizontal: 10 μs/div.
vertical: trazo superior, 0,2 A/div.
trazo inferior, 50 V/div.

(d)



horizontal: 1 μs/div.
vertical: tensión, 50 V/div.
corriente 0,2 A/div.

(e)

Figura 13. Formas de onda de la fuente de alimentación conmutada obtenidas en funcionamiento normal. (a) Las tensiones de colector y de emisor se muestran por separado porque el transistor está flotante. (b) Corriente de colector del transistor de salida y corriente del diodo de efecto de volante. (c) El trazo intermedio es la corriente a través del devanado de excitación de base del autoinductor de choque. El trazo inferior es la corriente a través del devanado de alimentación auxiliar. La suma de estas tres formas de onda da la corriente magnetizante del autoinductor de choque. (d) Tensión V_{CE} del transistor de excitación de la fuente de alimentación conmutada y corriente I_B del transistor de salida. (e) Tensión V_{CE} y corriente I_C del BU126 durante el paso a conducción y el paso a bloqueo.

– *Polución simétrica en la red*. Esta interferencia aparece en las líneas de la red y es generada por las corrientes de conmutación que circulan a través de la resistencia equivalente en serie de los condensadores electrolíticos de entrada de la sección de rectificación de la red de la fuente de alimentación conmutada.

– *Polución asimétrica en la red*. Esta interferencia aparece entre tierra y cada una de las líneas de la red. Es producida por las corrientes que circulan a través de la capacidad presente entre tierra y los componentes sometidos a altas tensiones alternas. Este tipo de interferencia es más acusada en fuentes aisladas de la red, por el hecho de que en estas hay una impedancia elevada entre el devanado primario y el devanado secundario aislado de ia red del autoinductor de choque de salida.

– *Interferencia visible*. Esta interferencia es producida por la radiación de señales espúreas inyectadas en el sintonizador y/o en los circuitos amplificadores de frecuencias intermedias. La principal causa de este tipo de interferencia es el elevado valor de dI/dt de los impulsos de corriente que circulan a través de los diodos y transistores de conmutación.

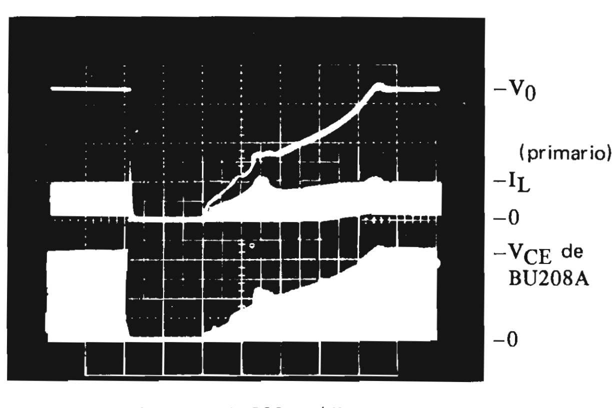
Los siguientes apartados dan una breve guía de las medidas que se deben tomar para reducir la interferencia de las fuentes conmutadas.

5.1. Placa de circuito impreso

Cuando se diseña el circuito impreso se deben considerar los siguientes puntos:

– minimizar la longitud del circuito comprendido entre el condensador electrolítico de entrada, el transistor de salida de la fuente y el diodo de efecto de volante;
– minimizar la longitud del circuito comprendido entre la autoinducción de salida, el condensador electrolítico de salida, el resistor sensor de sobrecarga y el diodo de efecto de volante;
– minimizar la longitud de los circuitos que contienen componentes amortiguadores;
– conectar condensadores de filtro en paralelo con cada diodo del puente rectificador de la red y en paralelo con la entrada de la red;
– incorporar una lámina de cobre rodeando el entrehierro del núcleo autoinductor de salida.

En la figura 16 se muestra una realización práctica típica que ha dado resultados satisfactorios con el circuito de la figura 11.



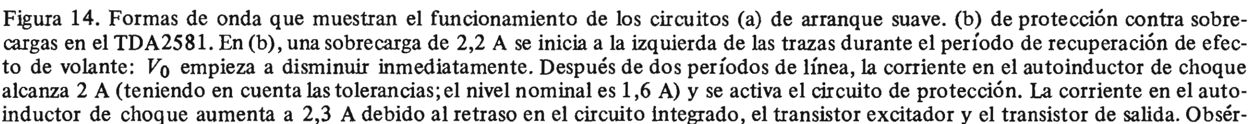
horizontal: 200 ms/div.
vertical: trazo superior, 50 V/div.;
trazo intermedio, 1 A/div.;
trazo inferior, 500 V/div.

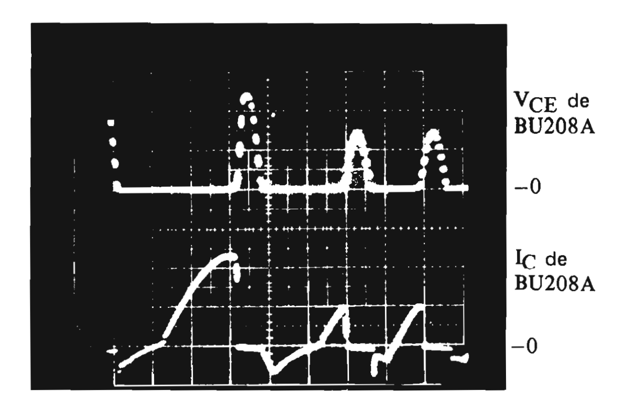
(a)

–V_0
(primario)
–I_L
–0
0–
–V_{CE} de BU208A

horizontal: 20 μs/div.
vertical: trazo superior, 50 V/div.;
trazo intermedio, 1 A/div.;
trazo inferior, 500 V/div.

(b)


Figura 14. Formas de onda que muestran el funcionamiento de los circuitos (a) de arranque suave. (b) de protección contra sobrecargas en el TDA2581. En (b), una sobrecarga de 2,2 A se inicia a la izquierda de las trazas durante el período de recuperación de efecto de volante: V_0 empieza a disminuir inmediatamente. Después de dos períodos de línea, la corriente en el autoinductor de choque alcanza 2 A (teniendo en cuenta las tolerancias; el nivel nominal es 1,6 A) y se activa el circuito de protección. La corriente en el autoinductor de choque aumenta a 2,3 A debido al retraso en el circuito integrado, el transistor excitador y el transistor de salida. Obsérvese la saturación del núcleo del autoinductor para una corriente del primario de 1,5 A.



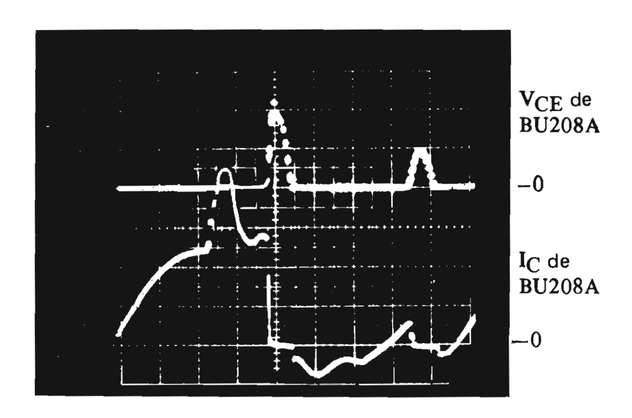
horizontal: 20 μs/div.
vertical: trazo superior, 500 V/div.;
trazo inferior, 2 A/div.

(*a*)

VCE de
BU208A
–0
IC de
BU208A
–0

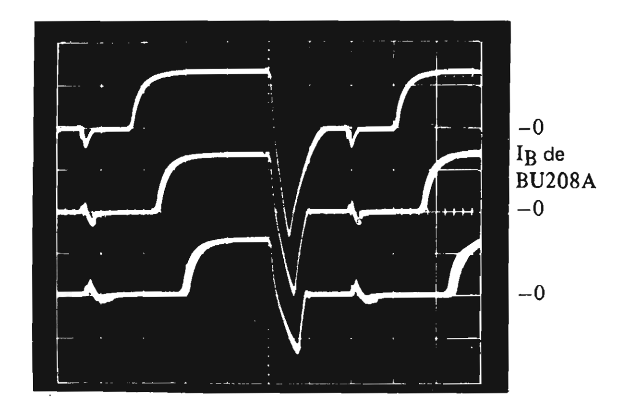
horizontal: 1 μs/div.
vertical: trazo superior, 500 V/div.;
trazo inferior, 2 A/div.

(*d*)



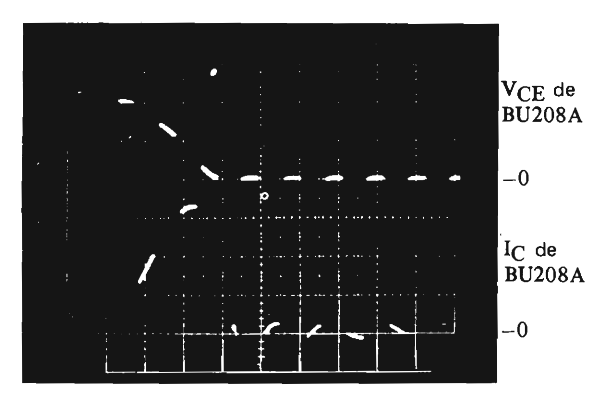
horizontal: 20 μs/div.
vertical: trazo superior, 500 V/div.;
trazo inferior, 2 A/div.

(*b*)



horizontal: 10 μs/div.
vertical: 1 A/div.

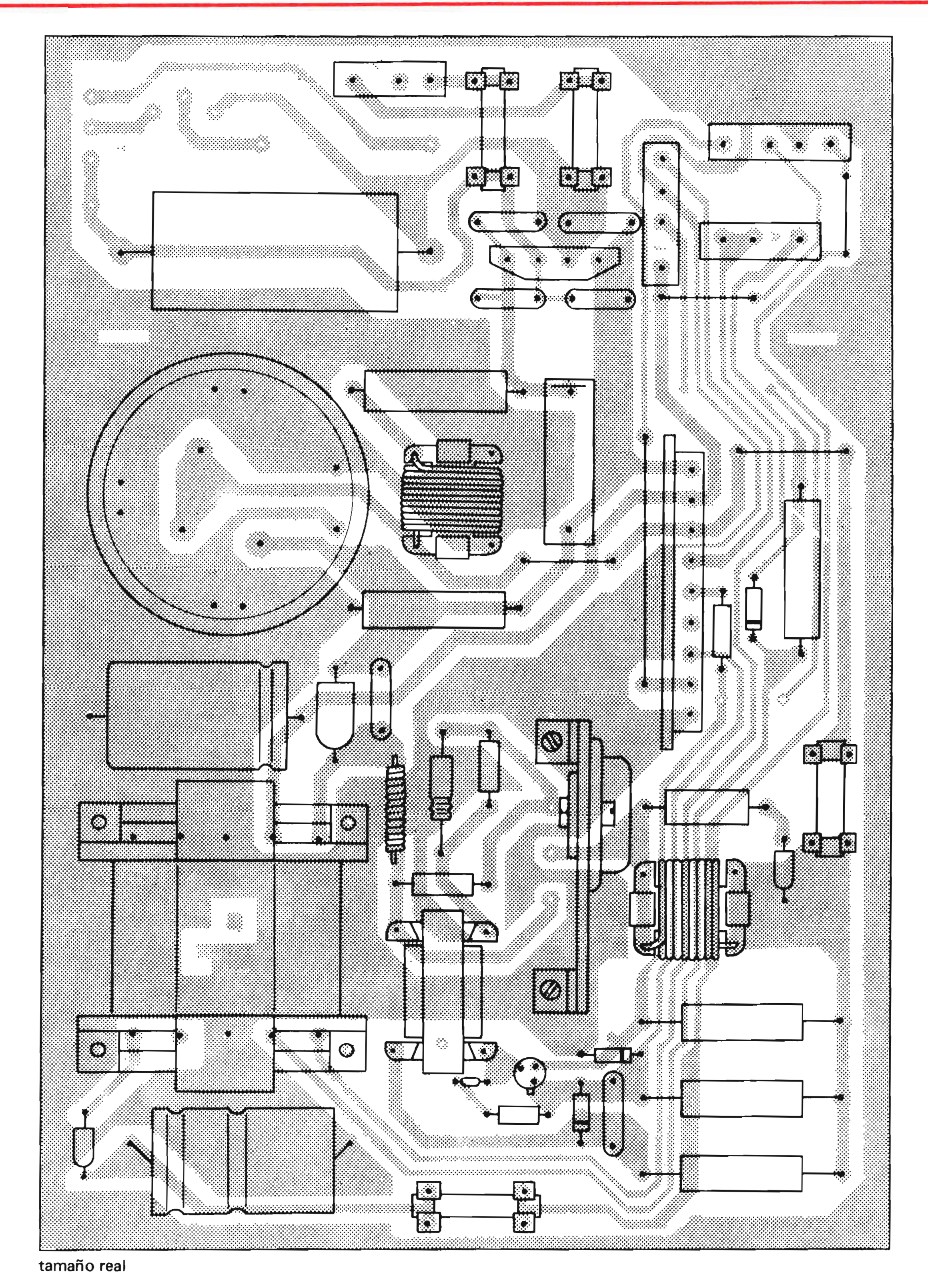
(*e*)



horizontal: 1 μs/div.
vertical: trazo superior, 500 V/div.;
trazo inferior, 2 A/div.

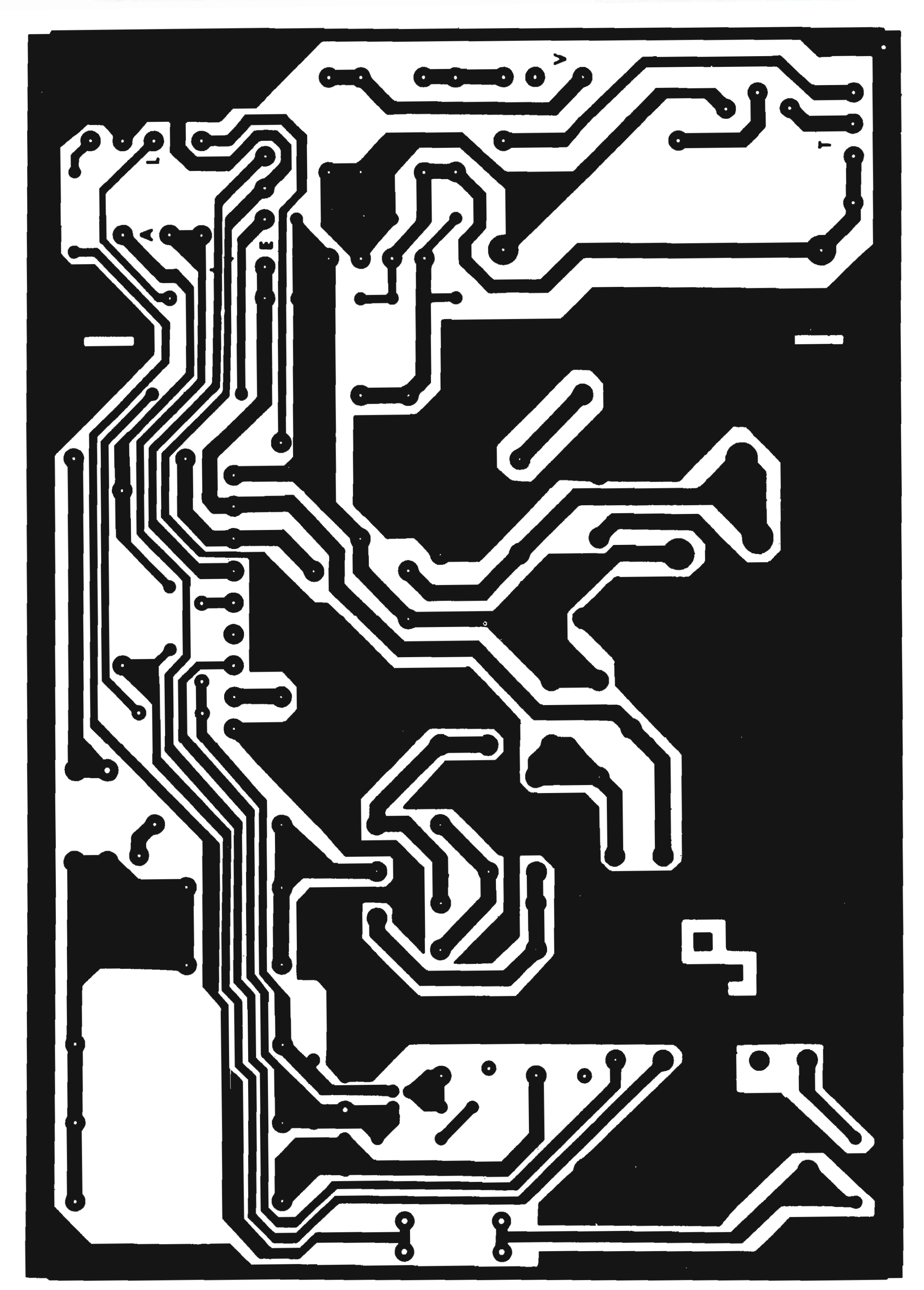
(*c*)

Figura 15. Formas de onda asociadas con el transistor de desviación horizontal. (a) Efecto de un falso disparo del circuito de protección durante los impulsos de retroceso. La corriente de colector alcanza los 4,6 A. La conmutación espúrea incontrolada del transistor de desviación continua durante algunos ciclos después de haber cesado la excitación de base. (b) Como (a) pero iniciándose la sobrecarga en un momento más crítico (cuando la energía almacenada en la autoinducción es máxima). La excitación directa permanece más tiempo que en (a) y la corriente de colector alcanza un pico de 9 A debido al comportamiento del circuito de corrección E-0. Se permite un pico no repetitivo de 10 A. (c) Iniciación de la sobrecarga en la mitad del impulso de retroceso sin conmutación de la base del transistor de salida. La combinación de I_C y V_{CE} cae fuera del área de seguridad. (d) Como (c) pero con conmutación de la base del transistor de salida. La combinación I_C y V_{CE} cae dentro del área de seguridad. (e) Corriente de excitación de base del BU208 para $V_{red} =$ 220 V + 10% (trazo superior), 220 V (trazo intermedio) y 220 V –15% (trazo inferior).



tamaño real

Figura 16 (a). Lado de componentes de la placa de circuito impreso del circuito de la figura 11 (a).



tamaño real

Figura 16 (b). Lado del cobre de la placa de circuito impreso del circuito de la figura 11 (a).

5.2. Reducción de la polución en la red

Se deben considerar los siguientes puntos:

- el circuito rectificador de la red debe estar bien separado de los campos electromagnéticos y electrostáticos generados por los componentes y pistas del circuito impreso asociados con los dos primeros circuitos mencionados en el apartado 5.1;
- el resistor sensor de sobrecargas debe ser del tipo de baja inductancia, es decir de carbón o de hilo vitrificado;
- el condensador de filtro conectado en paralelo con la entrada de red debe estar colocado cerca del interruptor del receptor.

5.3. Reducción de la interferencia visible

Hay que considerar los siguientes puntos:

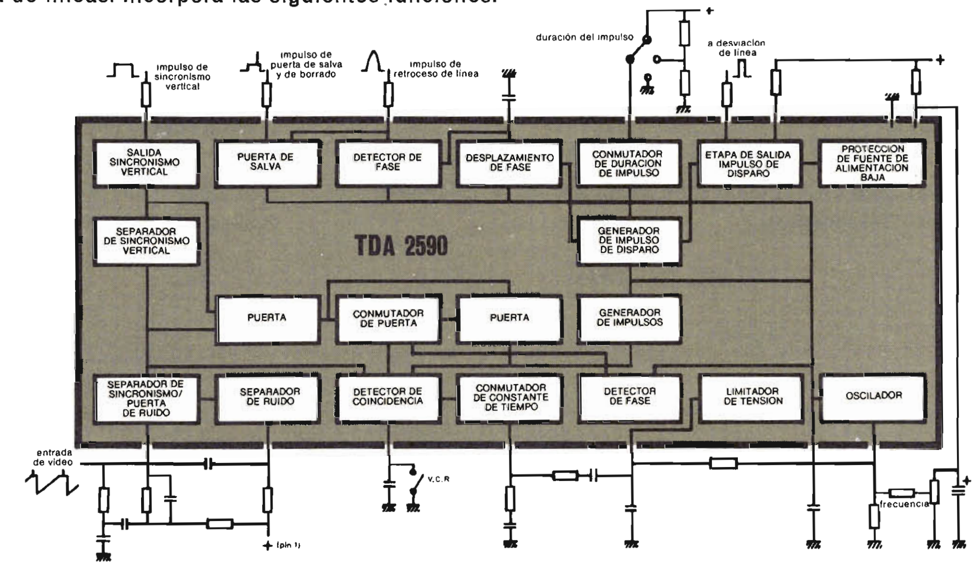
- se debe conectar un condensador (valor típico 3,3 nF) en paralelo con el diodo de efecto de volante para aumentar el valor de dV/dt en este punto;
- se debe conectar un autoinductor (valor típico 5 μH) entre el emisor del transistor de salida y el devanado primario de la autoinducción de salida, para disminuir el valor de dI_C/dt debido a la capacidad parásita del colector del transistor de salida;
- se puede aumentar el grado de amortiguamiento proporcionado por la red RC entre el colector y el emisor del transistor excitador para reducir el valor de dV_C/dt.

Circuitos integrados para TV color
DESVIACION HORIZONTAL Y ALIMENTACION

TDA 2590

Circuito integrado monolítico oscilador de línea para receptores de televisión en color que utilizan transistores o tiristores en la etapa de salida de líneas. Incorpora las siguientes funciones:

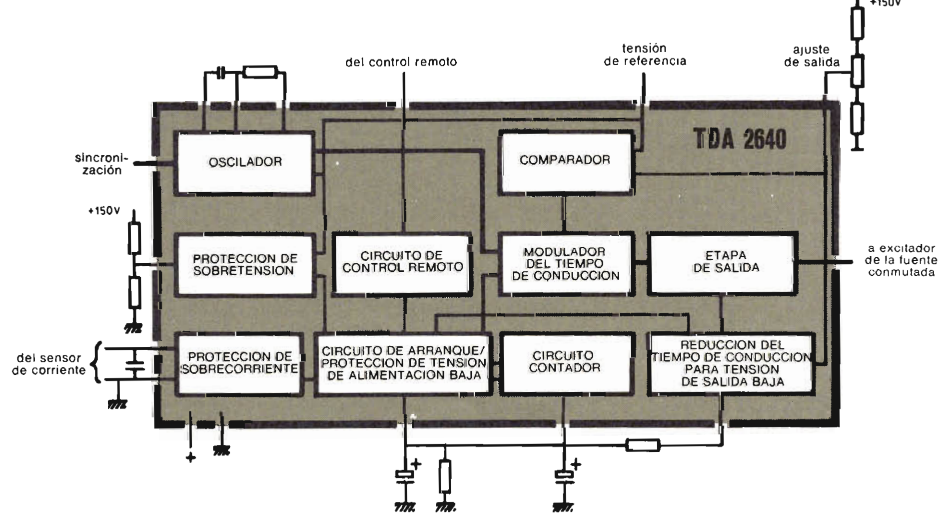
Oscilador de línea
Comparador de fase entre impulso de sincronismo y oscilador
Comparador de fase entre impulso de retroceso de línea y oscilador
Conmutador para cambiar la caracte rística del filtro y circuito puerta
Detector de coincidencia
Separador de sincronismo
Separador de ruido
Separador de sincronismo vertical
Generador de impulso puerta para separación de salva y de fijación de nivel de negro
Desfasador para la señal de salida
Conmutador para controlar la duración del impulso de salida.
Etapa de salida para atacar directamente a circuitos de desviación con tiristores



TDA 2640

Circuito integrado monolítico para control de fuentes de alimentación conmutadas (SMPS) en receptores de televisión en color o en blanco y negro. Ataca directamente al excitador del transistor de potencia e incorpora las siguientes funciones:

Circuito de arranque controlado
Protección de sobretensión y sobrecorriente
Circuito de desconexión que opera en caso de una sobrecarga continuada y/o una tensión de alimentación demasiado baja
Circuito para control remoto
Posibilidad de sincronizar su oscilador
Circuito contador



Otros circuitos integrados para televisión en color

TDA 2522	Demodulador de color	**TDA 2540/2541**	Amplificador FI	**TDA 2620**	Tacto-selector
TDA 2530	Matriz RGB	**TDA 2600**	Desviación vertical	**TDA 2630**	Tacto-selector
TDA 2560	Control de luminancia y crominancia	**TDA 2610**	Salida de audio	**TDA 2631**	Tacto-selector

CAJA ACUSTICA REFLEX DE GRAVES PARA RECEPTORES DE TV

Se describe una caja acústica reflex de graves de 7 litros que puede acomodarse fácilmente dentro de un receptor de televisión de pantalla grande, consiguiendo así mejorar la calidad del sonido.

La alta fidelidad ha dado lugar a que se preste mayor atención a la calidad de sonido, lo cual ahora está entrando en el mercado de la televisión. Sin embargo, afortunadamente esto no implica que el fabricante tenga que utilizar una nueva tecnología más cara. El ancho de banda transmitido es adecuado y muchos receptores tienen circuitos de audio capaces de reproducirlo. Lo único que se requiere es una atención adicional a los altavoces. La caja reflex de graves de 7 litros que se describe aquí cumple la norma DIN45500 y puede acomodarse fácilmente dentro de un receptor de televisión de pantalla grande.

La figura 1 muestra el esquema general de la caja. Excepto para el conducto, que debe tener un área interna de 15 cm^2 y una longitud de 17 cm, las otras dimensiones no son críticas. Por supuesto, el baffle debe ser suficiente para acomodar los dos altavoces; y el volumen interno (incluyendo el del conducto) debe ser de 7 litros. Dentro de estos límites, los detalles estructurales pueden variar, siempre que las uniones sean fuertes y los paneles rígidos. La caja debe contener unos 60 gramos de material amortiguador, tal como lana de vidrio.

La figura 2 muestra el diagrama de cableado de los dos altavoces. Las combinaciones recomendadas para ser utilizadas con etapas de salida de 4 Ω y 8 Ω son:

	salida de 4 Ω	salida de 8 Ω
woofer	AD4050/W4	AD4050/W8
tweeter	AD2295/T8	AD2295/T15

Obsérvese que los tweeter se conectan en antifase con los woofer y que tienen una impedancia doble de la de salida. La capacidad de manejo de potencia de cualquier combinación es 15 W. La figura 3 muestra la respuesta de frecuencia medida.

Ambos altavoces tiene sistemas magnéticos de Ticonal que, debido a su pequeño campo magnético parásito, no comprometen en modo alguno la desviación o la pureza de color.

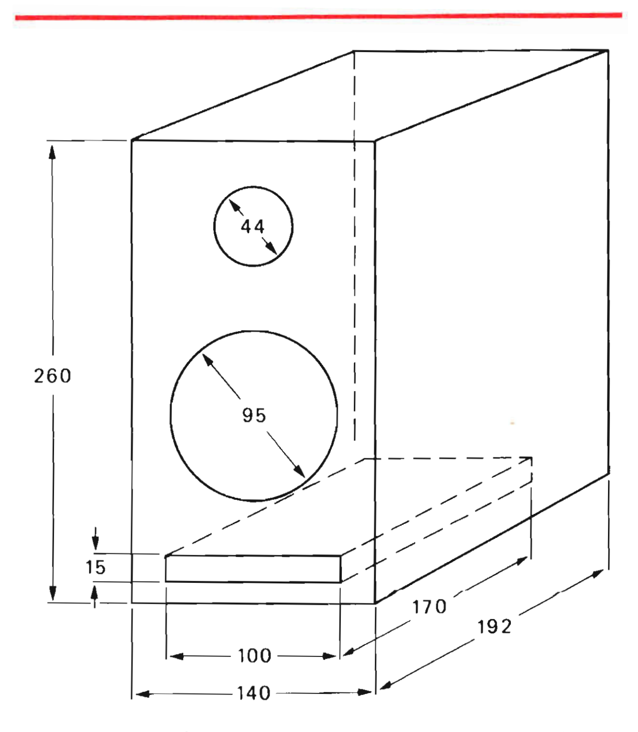


Figura 1. Caja acústica reflex de graves de 7 litros que utiliza un woofer AD4050 y un tweeter AD2295; las dimensiones son en mm. Las dimensiones que se indican son interiores y se dan como ejemplo.

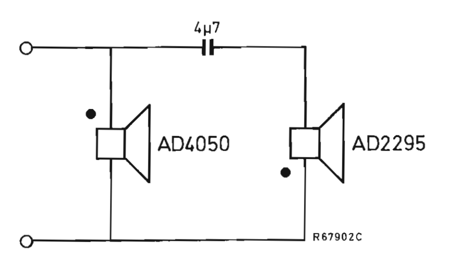


Figura 2. Conexiones de los altavoces para un sistema de 4 Ω; para un sistema de 8 Ω, el condensador debe ser de 2,2 µF.

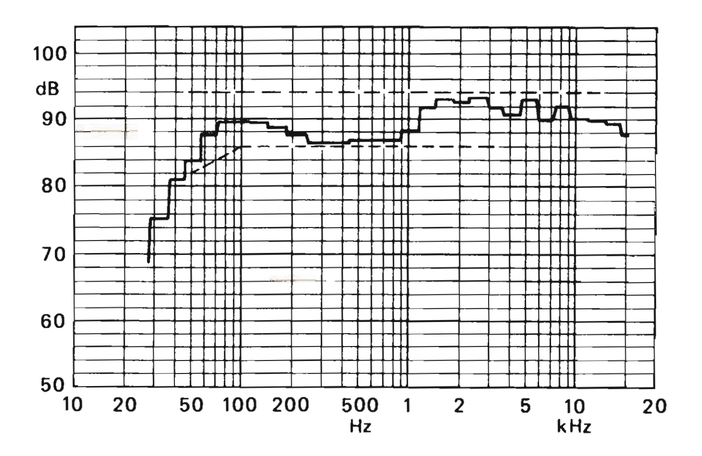


Figura 3. Respuesta de frecuencia de la caja de 7 litros con un conducto de 1,5 cm X 10 cm X 17 cm, medida bajo condiciones de campo medio libre con un micrófono a 1 m. Las líneas a trazos indican los límites superior e inferior de la norma DIN45500.

TUBOS DE CAMARA

Con el fin de proporcionar una guía para la elección del tipo de tubo de cámara apropiado para una determinada aplicación, se estudian en este artículo las características y campos de aplicación de los principales tipos de tubos: vidicón, vidicón de silicio, Newvicón y Plumbicón.

En los últimos años, el progreso de la tecnología de tubos de cámara ha conducido al desarrollo de nuevos tipos, tales como el Newvicón (marca registrada para tubos de cámara de TV) y el vidicón piroeléctrico. El Newvicón es un tubo vidicón con una capa formada de uniones heterogéneas y se caracteriza por una gran sensibilidad en el espectro visible. Por el contrario, los tubos vidicón piroeléctricos destinados a la termografía permiten observar los efectos de las diferencias de temperatura en la zona de infrarrojos del espectro entre 8 y 14 μm.

Por otro lado, se ha ampliado la familia de tubos Plumbicón (marca registrada) con la aparición de tubos de polarización luminosa con capa de almacenamiento y cañón anticometa, que permite compensar los efectos de florescencia debidos a una elevada iluminación.

Actualmente, para cada aplicación existe un tubo que está particularmente adaptado a ella. Para bajos niveles de iluminación están disponibles tubos con intensificador de imagen incorporado o están previstos para añadirle uno.

En el futuro se puede predecir el uso de dispositivos captadores de imagen de estado sólido, principalmente dispositivos de carga acoplada (CCD), en lugar de tubos para aplicaciones especiales. Sin embargo, por razones de calidad y coste, los tubos continuarán siendo utilizados durante mucho más tiempo para nuevos desarrollos de cámaras.

Los tubos de cámara se caracterizan por el barrido de una superficie fotoconductora mediante un haz de electrones que, por su naturaleza, tiene muy poca inercia.

Las dimensiones de una cámara electrónica dependen de las dimensiones del tubo de cámara (y, por extensión del sistema óptico asociado) y de sus circuitos electrónicos. Las dimensiones y el peso de la cámara serán más o menos importantes según los requisitos impuestos a la calidad de la imagen (resolución, traducción de color, etcétera).

Elección del tipo apropiado de tubo de cámara

Se puede hacer la elección entre los siguientes tubos de cámara:

- tubo Plumbicón
- vidicón
- tubo Newvicón (vidicón con uniones heterogéneas)
- tubo vidicón o Plumbicón acoplado a un intensificador de imagen
- vidicón de silicio
- vidicón piroeléctrico.

La elección entre estos diferentes tipos de tubos se hará considerando diversos parámetros: la capa fotoconductora, la respuesta espectral, la característica de transferencia, la corriente de oscuridad, la estructura anticometa del cañón de electrones, la resistencia al quemado y la rapidez de respuesta.

Los tubos vidicón y Plumbicón acoplados a un intensificador de imagen necesitan que se modifique bastante la cámara y por tanto su uso está reservado a aplicaciones especiales. En este artículo no se describen estos tubos ni los vidicon piroeléctricos.

Capa fotoconductora

Las principales propiedades de los tubos de cámara dependen de la composición de su capa fotoconductora.

En los vidicón normales, la capa se obtiene depositando algunas capas de estructuras diferentes de trisulfuro de antimonio. Tres o cuatro capas dan lugar a una respuesta espectral del tipo A (figura 1, curva 3), dos capas dan lugar a una respuesta espectral del tipo B (figura 1, curva 2).

Los tubos Plumbicón tienen una capa fotoconductora de óxido de plomo dopado de diversas formas; esta capa actúa como un conjunto de muchos fotodiodos PIN.

La capa fotoconductora de los tubos Newvicón está formada por un revestimiento de seleniuro de zinc y por un revestimiento de teluros de cadmio y de zinc.

En los vidicón de silicio, la capa fotoconductora está compuesta por un gran número de diodos de silicio de muy pequeñas dimensiones dispuestos sobre un disco de

Respuesta espectral

La respuesta espectral constituye un segundo parámetro indispensable para la elección de un tubo. La figura 1 muestra la respuesta espectral de diferentes tipos de tubos. La respuesta espectral de los tubos de Plumbicón es la más parecida a la curva de sensibilidad del ojo humano. En menor grado esto también se aplica a los tubos vidicón normales que tienen la respuesta espectral B. La sensibilidad de los tubos Newvicón y vidicón de silicio es mucho más elevada que la de los otros tipos de tubos, principalmente en la zona roja del espectro. La respuesta espectral de los tubos Newvicón se extiende hasta 850 ó 950 nm según el tipo; mientras que los tubos vidicón de silicio son sensibles en la región cercana al infrarrojo, por encima de 1100 nm.

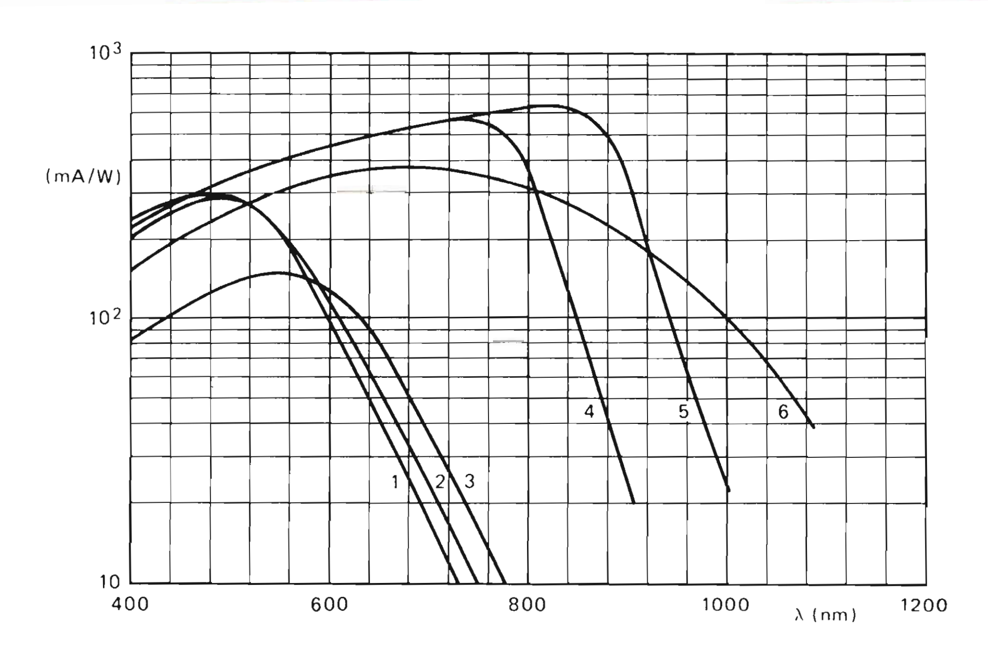


Figura 1. Respuesta espectral de diferentes tipos de tubos. (1) Tubo Plumbicón XQ1073; (2) Vidicón Sb_2S_3 de respuesta tipo B XQ1280; (3) Vidicón Sb_2S_3 con respuesta A XQ1240; (4) tubo Newvicón, respuesta C_1 XQ1274; (5) tubo Newvicón, respuesta C_2 XQ1276; (6) vidicón de silicio.

silicio monocristalino situado en el tubo muy cerca de su superficie anterior.

Las capas fotoconductoras en tubos vidicón, Plumbicón y Newvicón están depositadas en la parte interior de la ventana. Sin embargo, en los tubos vidicón de silicio, hay una pequeña distancia entre el disco y la ventana, lo que hace que se pueda necesitar una pequeña corrección del ajuste del foco posterior si se instala un vidicón de silicio en una cámara originalmente diseñada para cualquiera de los otros tipos de tubo.

Característica de transferencia

La característica de transferencia de un tubo de cámara da el valor de la corriente de señal en función de la iluminación de la capa fotoconductora. La pendiente de esta curva dibujada en escala logarítmica constituye la γ del tubo.

La figura 2 muestra las características de transferencia de algunos tubos de cámara. Los tubos vidicón de silicio, Newvicón y Plumbicón tienen características de trans-

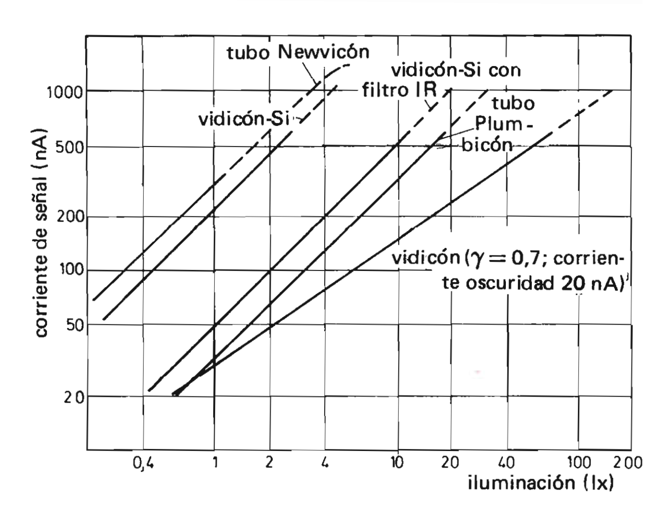


Figura 2. Características de transferencia de tubos de cámara de 17,7 mm de diámetro. La fuente luminosa es una lámpara incandescente de filamento de tungsteno de 2856 K.

ferencia lineales ($\gamma = 1$), de modo que no tienen efecto de saturación. El valor de γ en los tubos vidicón normales está comprendido entre 0,65 y 0,70, por tanto la característica de transferencia está curvada.

Las curvas de transferencia, dibujadas en escala logarítmica, se obtienen de:

$$\gamma = \frac{\log (I_A/I_{AW})}{\log (E/E_W)}$$

es decir

$$I_A = I_{AW} \left(\frac{E}{E_W}\right)^{\gamma}$$

donde I_A es la corriente de señal, E la iluminación en la capa fotosensible, I_{AW} y E_W son respectivamente la corriente y la iluminación para luz blanca a las que están referidos I_A y E.

En la figura 3 se muestra la relación entre la corriente de señal y la iluminación para tres valores de γ.

Para la mayoría de los tipos de tubos de cámara de uso normal se tiene $\gamma = 1$, de modo que la señal de salida es directamente proporcional a la iluminación. Desafortunadamente, los tubos de imagen de blanco y negro y de color tienen un valor de γ superior a 2. Esto significa que si las señales de vídeo producidas por tales tubos de cámara se aplican a la rejilla de control de un tubo de imagen, se reducirá el contraste en las zonas oscuras de la escena mientras que se ampliará en las zonas brillantes. Por esto muchas da las cámaras actuales poseen una corrección γ.

La figura 2 muestra también que el fenómeno de florescencia se manifiesta de forma menos intensa con tubos de cámara que tengan un bajo valor de γ ya que la corriente de señal alcanzará menos rápidamente el valor máximo admisible; como consecuencia, su margen de contraste es muy grande.

Otra característica atractiva de los tubos vidicon se refiere a la variación de su sensibilidad en función de la tensión de la capa fotosensible. En la mayoría de las cámaras vidicón, la sensibilidad está controlada por una regulación automática de esta tensión según la iluminación: esto evita, muy frecuentemente, utilizar un método más complejo consistente, por ejemplo, en hacer variar automáticamente el diafragma del objetivo en función de la iluminación.

Corriente de oscuridad

La corriente de oscuridad de los tubos Plumbicón es despreciable (< 1 nA) e independiente de la temperatura.

Esta es de unos 20 nA para los tubos vidicón normales, de 15 nA para los tubos vidicón de silicio y de 5 nA para los Newvicón (para un ajuste normal del tubo a 30°C). Esta corriente aumenta al aumentar la tensión del electrodo de señal y pasa al doble al aumentar la temperatura unos 8° C. Este aumento de la corriente de oscuridad puede dar lugar a un aumento de la señal correspondiente a las zonas oscuras de la imagen, disminuyendo así el contraste. La figura 4 muestra las relaciones entre la corriente de oscuridad y la tensión del electrodo de señal para distintos tipos de tubos.

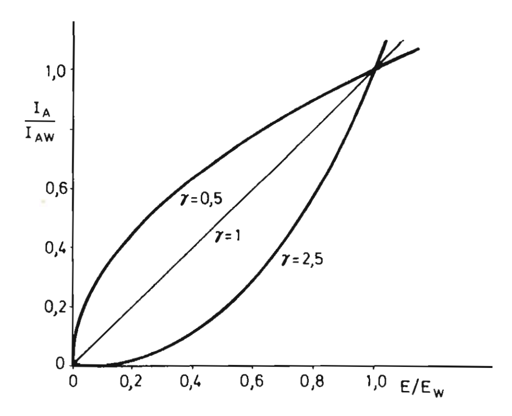


Figura 3. Corriente de señal en función de la iluminación. Las curvas con $\gamma = 0,5$ y $\gamma = 1$ son para tubos de cámara; la curva de $\gamma = 2,5$ ilustra la característica de un tubo de TV.

Cañón anticometa

En algunas series de tubos Plumbicón, el sistema de electrodos es de construcción "anticometa": esta tecnología permite reducir los efectos molestos debidos a elevadas iluminaciones provocadas, por ejemplo, por superficies reflectantes. En este tipo de cañón, la corriente del haz aumenta durante el retorno de la línea de barrido para descargar las superficies de la capa fotoconductora cuyos potenciales se han elevado excesivamente debido a la iluminación elevada.

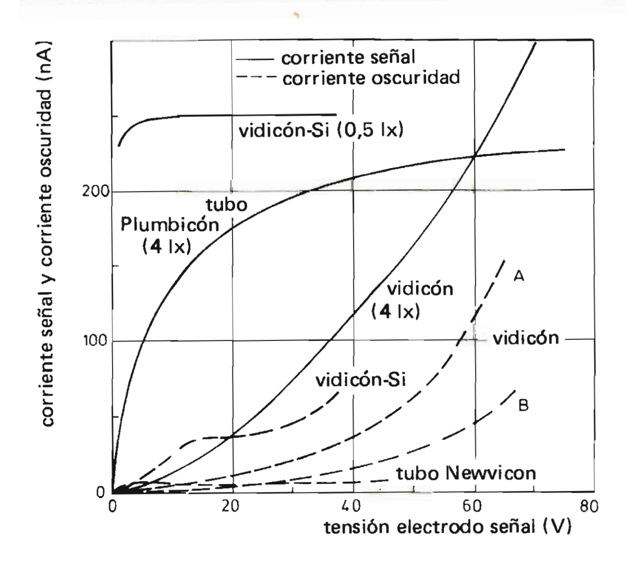


Figura 4. Corrientes de señal y de oscuridad en función de la tensión del electrodo de señal para un tubo de cámara de 25 mm de diámetro.

Resistencia al quemado

Los tubos Newvicón y Plumbicón son poco sensibles a iluminaciones elevadas. Los tubos vidicón de silicio presentan una resistencia aún más elevada a este fenómeno. En efecto, para estos últimos, la capa fotoconductora no se dañará por una breve focalización de la imagen del sol.

Velocidad de respuesta

Otro criterio para la elección del tipo de tubo de cámara es la rapidez de respuesta expresada por la persistencia. Esta se caracteriza dando el porcentaje de corriente de señal residual 60 ms ó 200 ms después de suprimir la iluminación. Esta corriente residual de señal, dada en tanto por ciento, depende del valor de la propia corriente de señal.

En la tabla 1 se da una idea de la corriente residual de cada familia de tubos de cámara para una corriente de señal de 100 nA. Los tubos Plumbicón son los que presentan la persistencia más breve, seguidos por los tubos vidicón de silicio y los Newvicón, los tubos vidicón normales que tienen una respuesta espectral A o B tienen la persistencia más larga.

Propiedades y campos de aplicación

La enumeración que se hace a continuación de las principales características de los diferentes tubos de cámara permiten definir las propiedades y los campos de aplicación de cada uno de ellos.

En la tabla 2 se comparan los parámetros y características principales de cada uno de los tipos de tubos. En las tablas 3 y 4 se da un resumen de las características de algunos tubos.

Tubos vidicón normales

Las principales características son:

- buen contraste y buena resolución,
- persistencia no despreciable.

Sus campos de aplicación:

- televisión en circuito cerrado;
- cámaras para aficionados, semi-profesionales y de gran público;
- cámaras acopladas a un intensificador de imagen (tubos vidicón con una respuesta espectral del tipo B donde la persistencia permite una integración del ruido cuántico de los tubos de rayos X);
- cámaras para fenómenos u objetos inmóviles o de desplazamiento lento.

Tubos vidicón de silicio

Sus características:

- excelente sensibilidad hasta la región del infrarrojo próximo;
- excelente resistencia a iluminaciones elevadas y débil persistencia.

Es adecuada su aplicación en instalaciones de vigilancia, particularmente en la zona del infrarrojo próximo.

Tabla 1. *Persistencia.*

	tubo Plumbicón	vidicón-Si	tubo Newvicón	vidicón de respuesta A	vidicón de respuesta B
señal residual (%)					
después de 60 ms	3,5	10 (≤15)	10 (≤15)		
después de 200 ms	1			10	15 (≤20)

Tubos Newvicón

Características:

- resolución elevada y excelente sensibilidad hasta el infrarrojo próximo;
- poca influencia de la temperatura en el rendimiento.

Aplicaciones:

- instalaciones de vigilancia con escenas débilmente iluminadas sin un desplazamiento demasiado rápido de los objetos.

Tubos Plumbicón

Características:

- elevada calidad de imagen;
- corriente de oscuridad débil no dependiente de las variaciones de temperatura;
- persistencia muy débil.

Aplicaciones:

- televisión en color;
- cámaras para reportajes exteriores;
- control de procesos industriales y de objetos en movimiento;
- acoplados a un intensificador de imagen, análisis por rayos X de objetos en movimiento.

Distribución espectral de las lámparas

Es importante que la respuesta espectral de los tubos de cámara (figura 1) sea igual a la distribución espectral de la iluminación de la escena. En las figuras 5 a 20 se

Tabla 2. *Resumen de propiedades y parámetros.*

tipo	tubo Plumbicón	tubo Newvicón	vidicón-Si	vidicón
tamaño	30 mm; 25,4 mm 17,7 mm	25,4 mm; 17,7 mm	25,4 mm	25,4 mm; 17,7 mm
sensibilidad blanco	media	muy elevada	elevada	adecuada
sensibilidad infrarrojo próximo	adecuada	media	buena	adecuada
resolución	media	buena	adecuada	buena
corriente oscuridad	muy baja	media	media	adecuada
dependencia de temperatura de la corriente de oscuridad	independiente	dependiente	dependiente	dependiente
persistencia	muy pequeña	media	pequeña	apreciable
insensibilidad a la resistencia al quemado	buena	buena	muy buena	adecuada
florescencia	pequeña	pequeña	apreciable	muy pequeña
traducción de color	muy bueno	medio	adecuado	medio

muestran las distribuciones de algunos tipos de lámparas.

La figura 5 muestra las curvas para dos lámparas incandescentes. La temperatura de color de las lámparas de aplicación general tiene un margen de 2700 K a 2800 K; esta se eleva para lámparas de halógeno entre 3000 K para lámparas de luz difusa hasta 3400 K para lámparas especiales de elevada intensidad.

Las lámparas fluorescentes tienen unas curvas de distribución espectral que difieren apreciablemente según el tipo debido al material fluorescente utilizado: véase las figuras 6 a 16.

Las figuras 17 a 20 muestran la distribución espectral de lámparas de vapor de metal-halógeno de elevada presión (para exteriores).

Tabla 3. *Resumen de características de los tubos Plumbicon.*

	diámetro			aplicaciones				adecuados para cámaras TV												
									color											
tipo	17,7 mm	25,4 mm	30 mm	médicas	estudio	industriales	sensibilidad de rojo extendida	B/W	R	G	B	luminancia	disco anti-halo	filtro o disco reflectante infrarrojos	cañón anticometa	luz polarizada	enfoque y desviación magnéticos	bobina delante	malla separada	malla no separada
XQ1020			•		•			•	•	•	•	•	•				•	•	•	
XQ1021			•			•		•	•	•	•		•				•	•	•	
XQ1022			•	•													•	•	•	
XQ1023			•		•		•	•	•			•	•				•	•	•	
XQ1024			•			•	•	•	•				•				•	•	•	
XQ1025			•		•		•	•	•			•	•	•			•	•	•	
XQ1026			•			•	•	•	•				•	•			•	•	•	
XQ1070		•			•			•	•	•	•	•	•				•		•	
XQ1070/01		•			•			•	•	•	•	•					•		•	
XQ1071		•				•		•	•	•	•		•				•		•	
XQ1071/01		•				•		•	•	•	•						•		•	
XQ1072		•		•													•		•	
XQ1073		•			•		•	•	•				•				•		•	
XQ1074		•				•	•	•	•				•				•		•	
XQ1075		•			•		•	•	•				•	•			•		•	
XQ1076		•				•	•	•	•				•	•			•		•	
XQ1080		•			•			•	•	•	•	•	•		•	•	•	•	•	
XQ1081		•				•		•	•	•	•	•	•		•	•	•	•	•	
XQ1083		•			•		•	•	•				•		•	•	•	•	•	
XQ1084		•				•	•	•	•				•		•	•	•	•	•	
XQ1085		•			•		•	•	•				•	•	•	•	•	•	•	
XQ1086		•				•	•	•	•				•	•	•	•	•	•	•	
XQ1410			•		•			•	•	•	•	•	•			•	•	•	•	
XQ1415			•		•		•	•	•			•	•	•		•	•	•	•	
XQ1427	•				•		(•)	•	•	•	•		•				•		•	
XQ1428	•					•	(•)	•	•	•	•		•				•		•	
55 875			•		•			•	•	•	•	•	•				•	•		•
55 875-IG			•			•		•	•	•	•		•				•	•		•
55 876			•	•													•	•		•

Tabla 4. *Resumen de características de los tubos vidicon, vidicon-Si y Newvidicon.*

tipo	17,7 mm (diámetro)	25,4 mm (diámetro)	corriente calefactor 95 mA	médicas (aplicaciones)	industriales (aplicaciones)	infrarrojos (aplicaciones)	A (respuesta)	B (respuesta)	C (respuesta)	Si (respuesta)	A (calidad†)	B (calidad†)	C (calidad†)	magnético (enfoque)	electrostático (enfoque)	desviación magnética	malla separada	malla integral	placa anterior de fibra óptica
XQ1031		•	•		•		•				•			•		•		•	
XQ1032		•	•		•		•					•		•		•		•	
XQ1240		•	•		•		•				•			•		•	•		
XQ1241		•	•		•		•					•		•		•	•		
XQ1270	•		•		•		•				•			•		•		•	
XQ1271	•		•		•		•				•			•		•	•		
XQ1272	•		•		•		•				•				•	•	•		
XQ1274	•		•		•	(•)			•		•			•		•	•		
XQ1275	•		•		•	(•)			•		•				•	•	•		
XQ1276*	•		•		•	(•)			•		•			•		•	•		
XQ1280		•	•	•				•			•			•		•	•		
XQ1285		•	•	•				•			•			•		•	•		•
XQ1400		•	•		•	•				•	•			•		•	•		
XQ1401		•	•		•	•				•		•		•		•	•		
XQ1402		•	•		•	•				•			•	•		•	•		
XQ1440		•	•		•	(•)			•			•		•		•	•		
XQ1442		•	•		•	(•)			•			•		•		•	•		•

†A designa la calidad más alta
*respuesta C_2

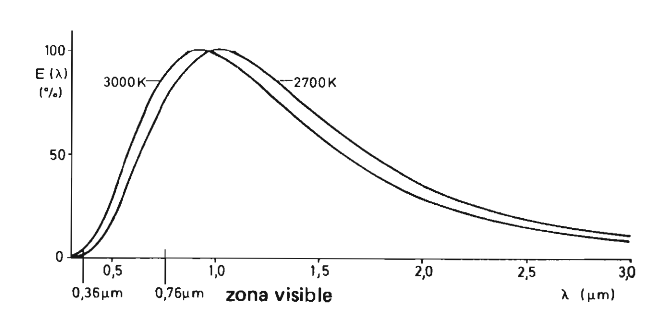


Figura 5. Distribución espectral de lámparas incandescentes.

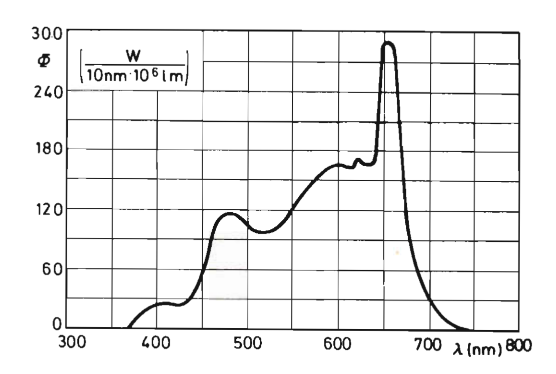


Figura 6. Distribución espectral de un tubo fluorescente de luz natural TL25.

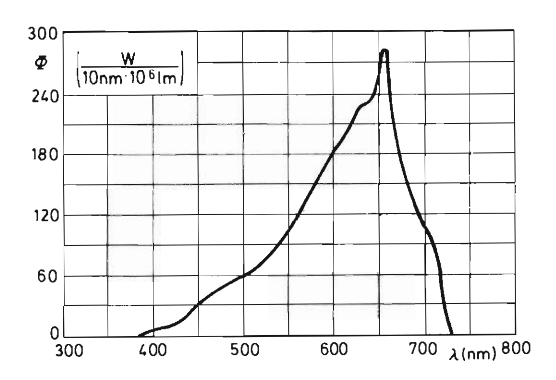


Figura 7. Distribución espectral de un tubo fluorescente blanco caliente especial de lujo TL27.

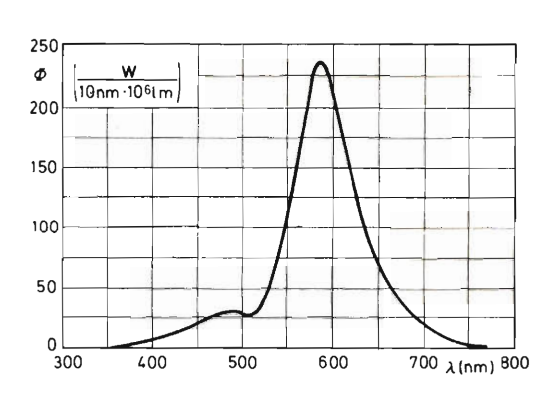


Figura 8. Fluorescente blanco caliente TL29.

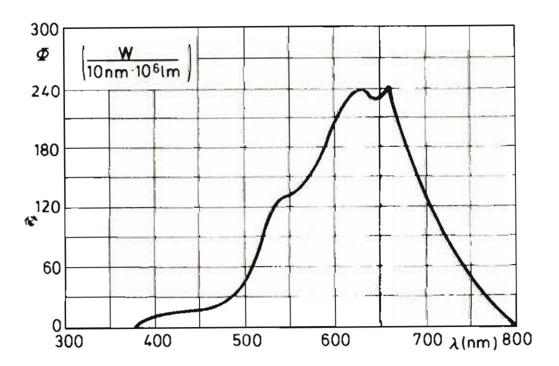


Figura 9. Fluorescente blanco caliente de lujo TL32.

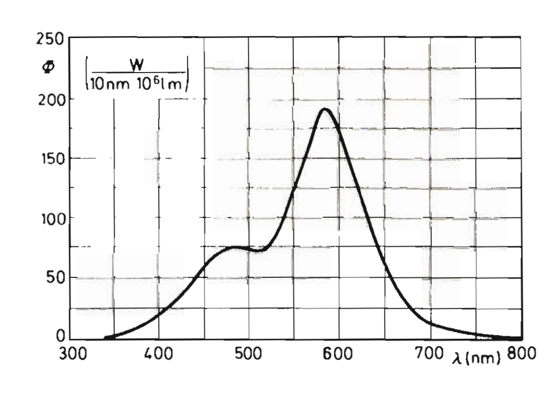


Figura 10. Fluorescente blanco frío TL33.

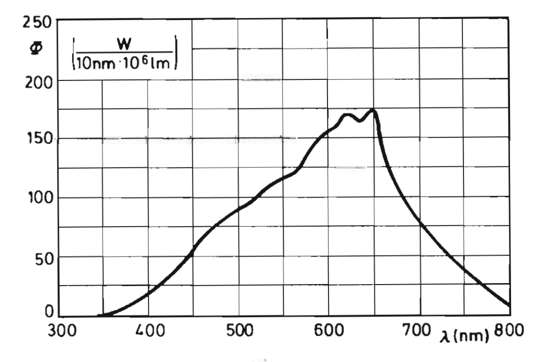


Figura 11. Fluorescente blanco de lujo TL34.

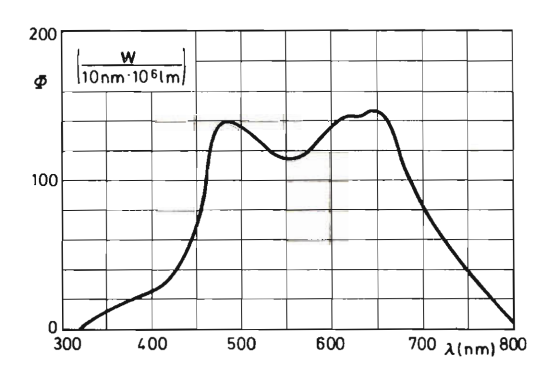


Figura 12. Fluorescente blanco de 5000 K TL47.

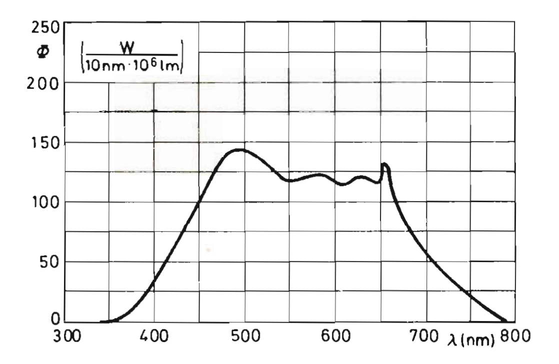


Figura 13. Fluorescente luz de día TL55.

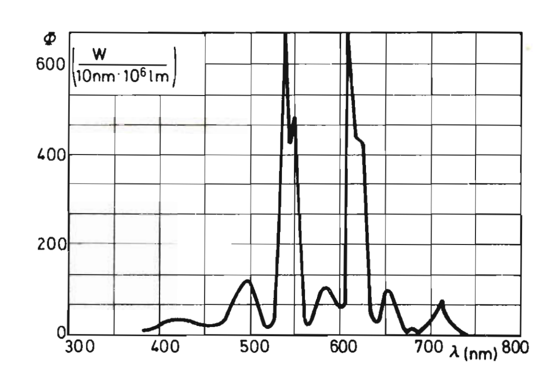


Figura 14. Fluorescente blanco caliente de lujo TL83 (salida de elevados lúmenes).

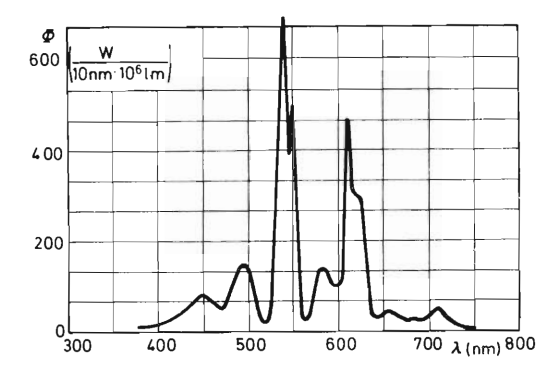


Figura 15. Fluorescente blanco de lujo TL84 (salida de muchos lúmenes).

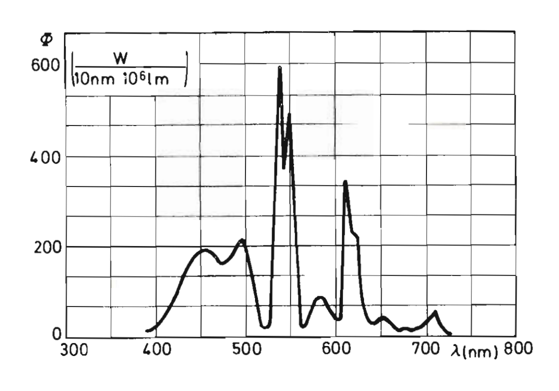


Figura 16. Fluorescente luz de día TL86 (salida de muchos lúmenes).

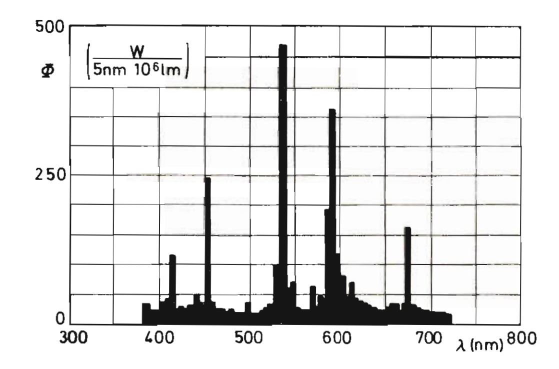


Figura 17. Distribución espectral de las lámparas HPI-T 400 W y HPI 400 W.

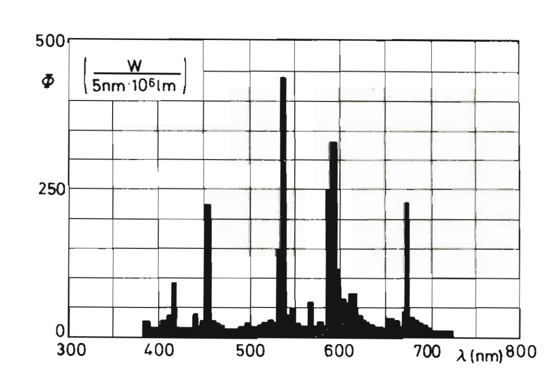


Figura 18. Distribución espectral de las lámparas HPI-T 1000 W y HPI 1000 W.

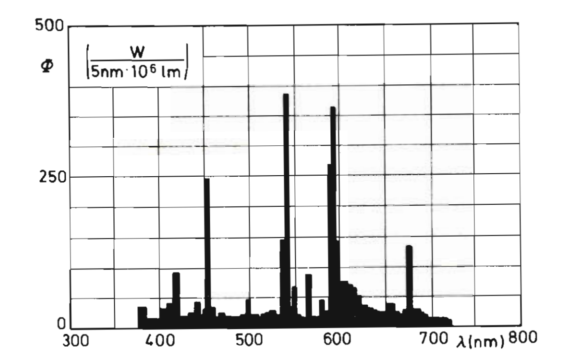


Figura 19. Distribución espectral de las lámparas HPI-T 2000 W, 220 V.

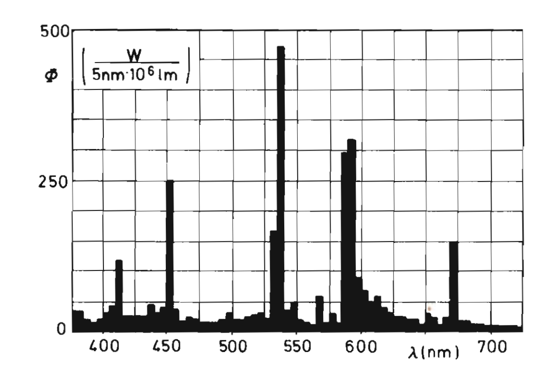


Figura 20. Distribución espectral de las lámparas HPI-T 2000 W, 380 V.



JOSE VAZQUEZ DE ABARRATEGUI

ELECTRONICA INDUSTRIAL.
CALCULADORAS ELECTRONICAS Y SEMICONDUCTORES
Ediciones Cedel. Mallorca 257. Barcelona 8
Un volumen de 372 páginas (19 x 13 cm), 215 figuras. 1977.

Las técnicas digitales y de conmutación constituyen en la actualidad las aplicaciones más importantes de la electrónica.

Esta nueva obra tiene por objeto presentar en forma didáctica una amplia visión de su empleo en calculadoras electrónicas y en electrónica industrial, centrando los problemas dentro del estudio teórico de los diversos componentes, tales como transistores bipolares, transistores de efecto de campo, diacs, triacs, rectificadores y conmutadores controlados de silicio, etc.

También incluye un estudio completo sobre las aplicaciones de los retículos distributivos completados a los circuitos de conmutación, fase isomorfa de las denominadas Algebras de Boole.

La gran profusión de ilustraciones hace más fácilmente asequible el texto que el autor desarrolla con los necesarios ejercicios y con la claridad indispensable en una obra preparada para servir de texto de formación profesional.

Indice resumido: Vocabulario. Algebra de Boole. Axiomas de Boole. Mapas de Karnaugh. Dispositivos electrónicos. Memorias magnéticas. Corrientes y tensiones continuas en los transistores bipolares. El diodo ideal. El diodo de cuatro capas o diodo Shockley. Rectificador controlado de silicio. Interruptor controlado de silicio. Tiristor. Triac. Diac. Transistores de efecto de campo.



JOAO CANINAS

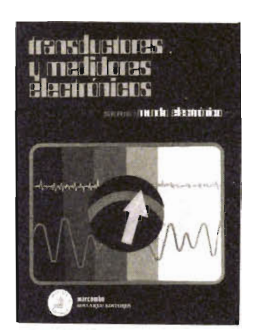
EMISION PARA RADIOAFICIONADOS
Paraninfo. Magallanes 25. Madrid 5
Un volumen de 266 páginas (21,5 x 15,5 cm), 191 figuras. 1977.

Este libro está dedicado esencialmente al estudio de la emisión radiotelefónica. Consta de tres partes: la primera dedicada a teoría de la emisión propiamente dicha, la segunda a esquemas de emisiones y la tercera al cálculo y realización de transformadores.

La primera parte contiene nueve lecciones en las que gracias a un cuestionario cuidadosamente seleccionado se expone la teoría de la emisión y se estudian las características y funcionamiento de cada una de las partes de un emisor.

La segunda parte comprende la descripción de una serie de circuitos prácticos con válvulas y con transistores.

La tercera parte está dedicada al estudio de las características, funcionamiento y diseño de los transformadores, con numerosos ejemplos prácticos de diseño y construcción.



TRANSDUCTORES Y MEDIDORES ELECTRONICOS
Serie "Mundo Electrónico"
Marcombo Boixareu Editores. Avda. José Antonio 594. Barcelona 7
Un volumen de 288 páginas (29 x 21,5 cm). 1977.

Bajo la dirección de J. Mompin Poblet, director de la revista "Mundo Electrónico", 18 especialistas nos ofrecen una completa e interesante monografía sobre transductores y sensores electrónicos, que viene a llenar una importante laguna en la bibliografía técnica actual.

Consta de tres grandes secciones: la primera sobre transductores y medidores para parámetros físicos con 15 capítulos, la segunda sobre transductores y medidores para parámetros químicos con 7 capítulos y la tercera sobre transductores y medidores para parámetros biológicos con 8 capítulos. Dado que cada uno de los distintos tipos de transductores ha sido tratado por un especialista, se consigue así una exposición detallada y actualizada de la técnica y de los componentes disponibles.

La parte dedicada a transductores químicos describe la técnica de medida y el equipo más bien que el sensor propiamente dicho, pero en las otras dos partes se describen en profundidad los distintos tipos de transductores que realizan una misma función: principio de funcionamiento, características específicas, límites de trabajo, estudio comparativo de los distintos tipos y campo de aplicación.

Esta interesante publicación no sólo será útil al estudiante de ingeniería sino también al técnico y al comercial.

PAUL BILDSTEIN



FILTROS ACTIVOS
Marcombo Boixareu Editores. Avda. José Antonio 594. Barcelona 7
Un volumen de 292 páginas (21,5 x 15,5 cm). 1977.

El filtrado o separación y selección de señales eléctricas en función de su frecuencia, es un problema importante en Telecomunicación. Hasta hace poco los filtros se realizaban exclusivamente con componentes pasivos. La introducción del transistor ha permitido el desarrollo de un nuevo tipo de filtro con componentes activos. Los filtros así obtenidos, llamados filtros activos, tienen nuevas ventajas sobre los filtros pasivos, además de ser pequeños y de coste razonable.

Este libro está dedicado al estudio de los filtros activos, de sus características, de su cálculo y de su realización.

Indice resumido: Teoría de los filtros. Solución práctica para el problema del filtrado. Funciones de aproximación. Método de síntesis de los filtros activos. Principio de filtros elementales. Criterios de elección. Construcción de filtros. Sistema práctico para la construcción de filtros activos mediante amplificadores de ganancia próxima a la unidad.

El autor resume en este libro los conocimientos actuales sobre los filtros activos y ofrece el sistema para lograr, sin tanteos inútiles, la solución que mejor se adapta a cada necesidad. Presenta una serie de tablas y gráficas que facilitan el cálculo y diseño de los distintos tipos de filtros activos.



CATALOGO DE LIBROS DE ELECTROTECNIA, ELECTRONICA INFORMATICA Y MATERIAS AFINES

Este catálogo es un completo ensayo bibliográfico, donde en 248 páginas a tres columnas de apretado texto, se relacionan los títulos que sobre las materias señaladas se han publicado en el mercado hispanoamericano.

Cada libro es objeto de un comentario que detalla sus características, profundidad con que se ha tratado el tema, finalidad, etc. En la mayoría de los casos se incluye un índice con el contenido. Se añaden otros datos, como las páginas, tamaño, año de edición, etc.

Supone un esfuerzo poco frecuente en nuestro país y ha sido posible merced a la colaboración de 30 editoriales de España y América. Por su extensión, contenido, dificultades tipográficas y presentación, se ha estimado un precio de venta de este catálogo de 250 pesetas.

Sin embargo, nos place comunicar a nuestros suscriptores que la Librería Paraninfo (Magallanes núm. 25, Madrid-15), ofrece gratuitamente un ejemplar de esta publicación a los técnicos y especialistas suscritos a la Revista Miniwatt. Para solicitarlo bastará con que escriban a Librería Paraninfo indicando dicha condición.

Felicitamos a Paraninfo y a las 30 firmas que han colaborado en este ensayo de bibliografía colectiva por aportar a los técnicos españoles un valioso elemento de trabajo y consulta, mediante el cual es posible encontrar fácilmente el libro necesario y útil sin pérdida de tiempo o desembolsos innecesarios.

Circuitos integrados para TV color

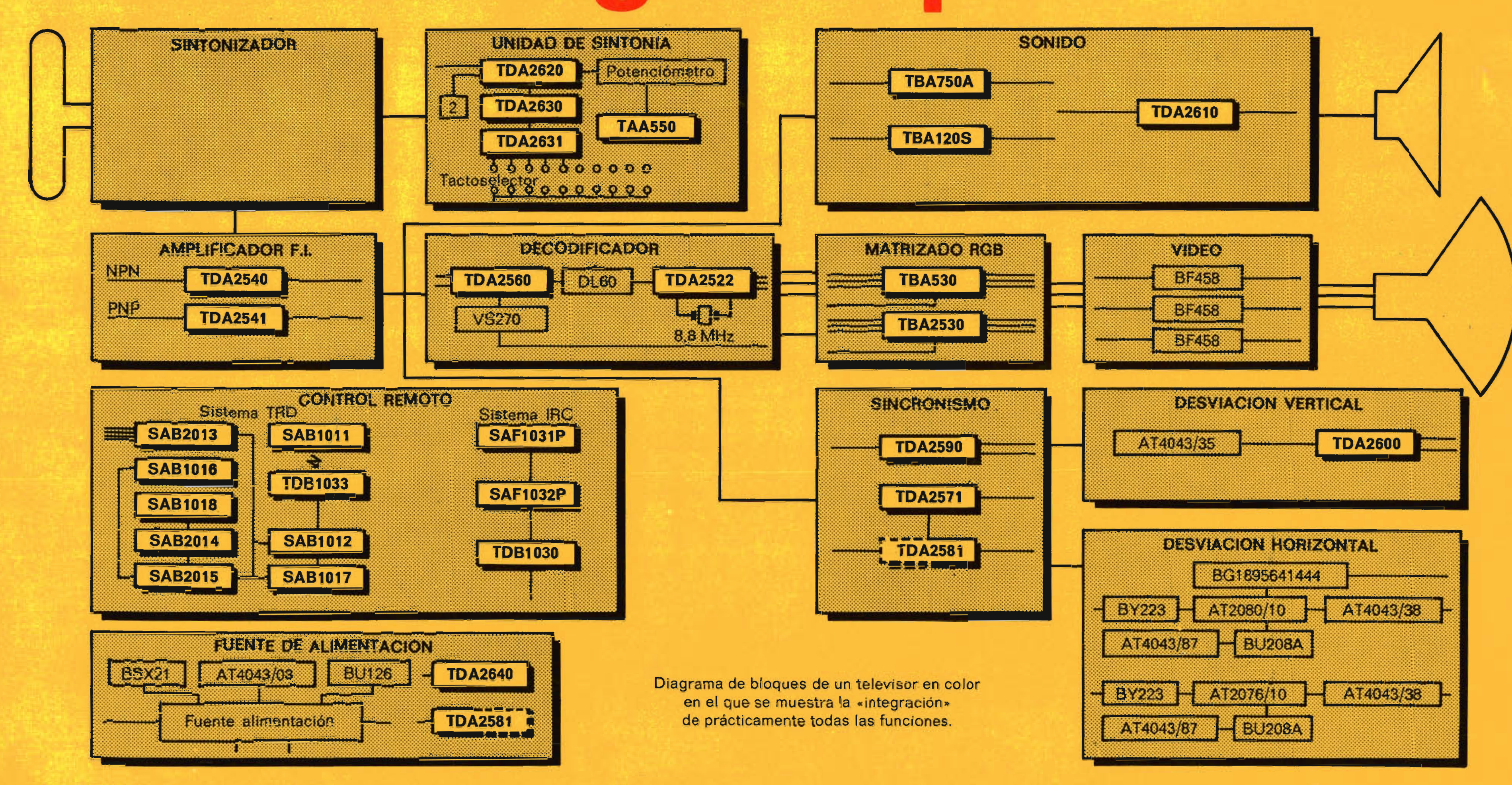
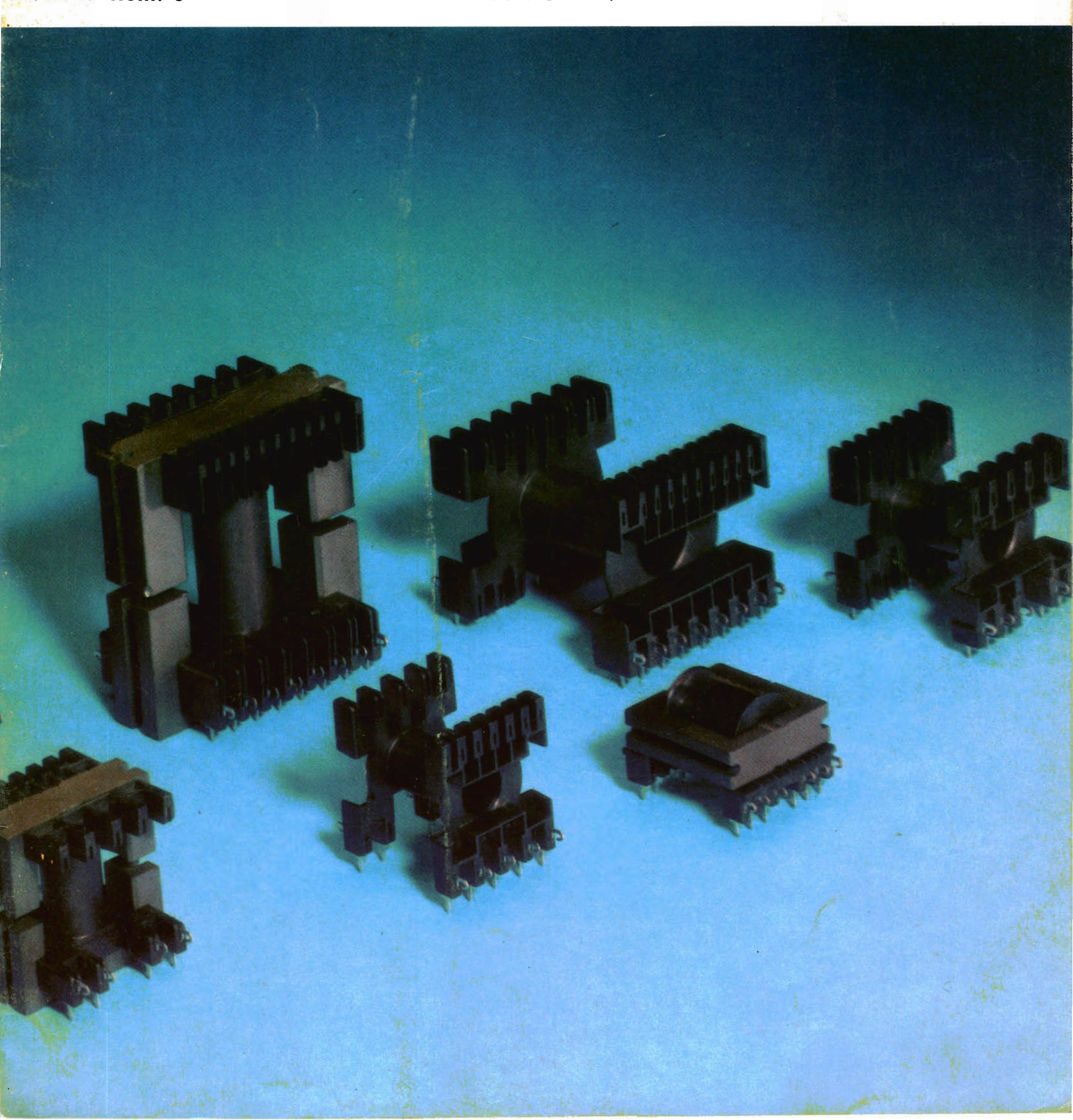


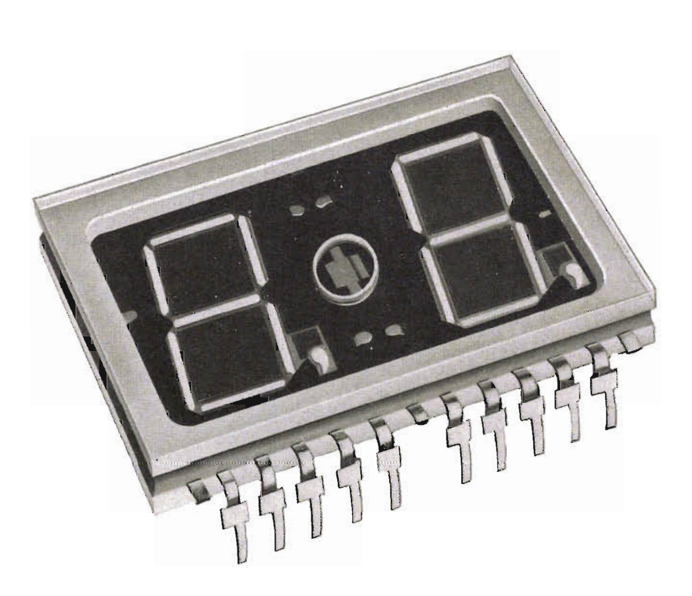
Diagrama de bloques de un televisor en color en el que se muestra la «integración» de prácticamente todas las funciones.

REVISTA Miniwatt

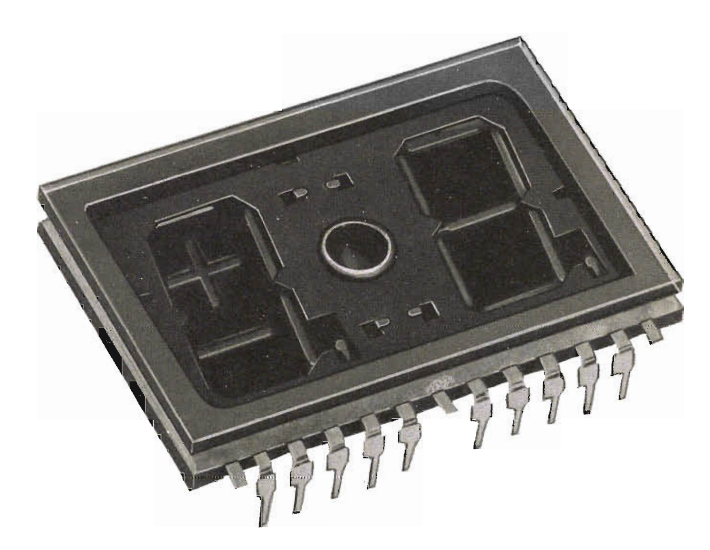
Vol. 17-Núm. 6 JUNIO 1978 50 Ptas.



NUEVOS INDICADORES NUMERICOS DE GAS DE SIETE-SEGMENTOS



ZM 1550
DOBLE DIGITO DE 7-SEGMENTOS



ZM1551
UN DIGITO Y MEDIO (+/– Y 7-SEGMENTOS)

Los indicadores numéricos dobles de descarga de gas se caracterizan por una gran luminosidad del número, nitidez y gran visibilidad, con posibilidad de lectura, hasta 5 m. Sus patillas en DIL ("dual in line") permiten la colocación directa en la placa de circuito impreso. Son de una elevada fiabilidad.

Las cifras aparecen en color naranja, pero pueden utilizarse además filtros de diferentes colores (amarillo, verde, rojo, magenta).

Estos indicadores numéricos pueden ser excitados directamente por los circuitos NE584 y NE585 de Signetics. Se puede utilizar la tensión de red rectificada para la alimentación del ánodo, con lo cual se elimina la necesidad de un transformador reductor.

Por todo ello y por su interesante precio, los nuevos indicadores numéricos ZM1550 y ZM1551 son adecuados para equipos que se hallan en lugares muy iluminados sin menoscabo de la visibilidad de las cifras.

Características

Altura dígito	15 mm
Tensión ignición	165 V
Intensidad luminosa segmento	10 mCd/mA
Tensión nominal funcionamiento	150 V
Tensión mantenimiento	
para I segmento = 0,5 mA	137 V
para I segmento = 1,0 mA	149 V
Corriente cátodo	
funcionamiento dinámico:	
I segmento máx.	3 mA
I segmento mín.	0,3 mA
funcionamiento estático:	
I segmento máx.	0,7 mA
I segmento mín.	0,2 mA
Temperatura funcionamiento	–50 a +100 °C

Aplicaciones

- Cajas registradoras
- Terminales de punto de venta
- Terminales de banco
- Máquinas de pesaje
- Balanzas
- Distribuidores de billetes
- Hornos microondas
- Relojes
- Equipos de medida y control

REVISTA "Miniwatt"



VOLUMEN 17 - Número 6

REVISTA Miniwatt

PUBLICACION DE APLICACIONES ELECTRONICAS

DIRECCION: Luis Roiz Noriega. EDICION: Juan Garriga Pujol. REDACCION: María Dolores Forns-Samso. DELINEACION Y COMPAGINACION: Victoria Campillo Grau. SUSCRIPCION: Rosa María Torres.

PUBLICADA POR
COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números) . . . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . . . . 30 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR . . . . 50 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61

GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

SISTEMAS DE ALTAVOCES DE VARIAS VIAS

Los sistemas de altavoces de varias vías proporcionan los mejores resultados acústicos posibles. En este artículo se estudian sistemas de altavoces de dos y tres vías con sus correspondientes filtros y se dan algunos circuitos prácticos.

1. La división de frecuencia

Los sistemas de altavoces de varias vías proporcionan los mejores resultados acústicos posibles, dado que cada altavoz ha sido especialmente diseñado para cubrir una parte limitada del espectro de frecuencia. Para obtener este resultado, es preciso que la entrada de señal eléctrica a los diferentes altavoces se reparta de forma que cada altavoz reciba sólo las señales que deba reproducir. En un sistema de dos vías, la señal se divide en dos partes: las bajas frecuencias para el woofer y las altas frecuencias para el tweeter. En un sistema de tres vías, donde la señal se divide en tres partes, el squawker recibe las frecuencias medias, mientras las señales del woofer y del tweeter corresponden a un ancho de banda más estrecho.

En algunos sistemas de altavoces, en el pasado se ha llegado a dividir el espectro de frecuencia en cinco partes, pero esto ya no es necesario con los actuales diseños de altavoces.

Para mantener una respuesta continua en todo el margen de audio, las características de frecuencia propias de cada altavoz separado deben solaparse ligeramente entre sí. El punto en el que una cruza a la otra se denomina *punto de cruce* y la frecuencia para la que ocurre se denomina *frecuencia de cruce*. Al determinar la frecuencia de cruce y el grado de atenuación a cada lado de la misma, debe tenerse en cuenta la característica de frecuencia del altavoz, puesto que es importante para cada altavoz generar la cantidad correcta de energía acústica para la parte del espectro acústico que le corresponde.

También es igualmente importante que los altavoces se seleccionen de acuerdo con sus sensibilidades y capacidades de manejo de potencia, cuando han de utilizarse combinados entre sí.

2. Energía

El factor más importante en el diseño de cualquier sistema de altavoces de varias vías es la *energía* que cada altavoz ha de radiar. Si no se mantiene el equilibrio correcto de potencia en la salida acústica combinada de todos los altavoces del sistema, el resultado final será inaceptable.

Durante muchos años se llevaron a cabo ensayos para determinar los niveles de potencia tanto de cada uno de los instrumentos como de orquestas completas. Los resultados de estos ensayos han conducido a normas bien definidas en todo el mundo. Aunque pueda haber pequeñas diferencias en estas normas, todos se basan, en principio, en el contenido de energía de la música.

En Europa, las Normas IEC/DIN definen claramente el espectro de ruido que ha de utilizarse en el ensayo de altavoces y sistemas de altavoces. Esto se puede ver en la figura 1 y se basa en los niveles de energía que han de producirse en el espectro de audio para la correcta reproducción de la música.

El desarrollo de estas normas ha resultado, sin embargo, de medidas hechas con música orquestal. Medidas efectuadas con música popular moderna han dado resultados diferentes. La música pop tiene un contenido de energía diferente al de la música clásica de orquesta y, como demuestran las medidas efectuadas, la energía es mucho mayor para frecuencias por encima de unos 800 Hz de lo que originalmente se midió.

Para ensayar altavoces y sistemas de altavoces de forma que su rendimiento sea satisfactorio para todos los tipos de música, incluida la moderna música pop, la señal de ensayo ha de ser modificada para incluir los efectos de la mayor energía a frecuencias altas. El nuevo

espectro de ensayo se muestra en la figura 1 y los detalles del filtro intermedio en la figura 2.

El contenido de energía tiene especial interés aquí, puesto que es de gran importancia en el diseño de un sistema de altavoces de varias vías. La figura 3 muestra uno de los resultados de ensayos llevados a cabo con música moderna. Se empleó un amplificador de potencia con controles de tono separados para graves y agudos, con una variación de ±16 dB para el control de graves y de ±12 dB para el control de agudos. En las curvas de la figura 3 se indican varias combinaciones de ajustes de estos controles, puesto que debe admitirse que el sistema de altavoces debe manejar adecuadamente la señal del amplificador en todas las condiciones de ajuste de los controles.

En la figura 3a podemos ver que la energía al woofer a 700 Hz se sitúa entre 80% y 98% de la total; en la figura 3b, que la energía al squawker puede estar entre 30% y 60% de la total en la banda de 650 Hz a 3000 Hz, y en la figura 3c que el tweeter ha de manejar del 18% al 70% de la energía total a 3000 Hz.

Así es posible combinar estos resultados de forma que podemos encontrar fácilmente la potencia necesaria a cualquier frecuencia. En la figura 4, que resulta de un estudio detallado de muchas grabaciones, una frecuencia de cruce de 1200 Hz, por ejemplo, muestra que el 75% de la energía se aplica al woofer y el 25% al tweeter, si consideramos un sistema de dos vías. De esta forma para una entrada de 20 W, al woofer corresponden 15 W y al tweeter 5 W.

Si consideramos un sistema de 40 W de tres vías con frecuencias de cruce de 630 Hz y 2500 Hz, la potencia del woofer será de 25,6 W (64%), la del squawker de 8,8 W (22%) y la del tweeter de 5,6 W (14%). Evidentemente, la elección de la frecuencia de cruce no depende sólo de la característica de frecuencia de los altavoces. Debemos considerar igualmente las necesidades de potencia. Si la potencia necesaria no puede obtenerse para la frecuencia de cruce seleccionada, y el desplazamiento de frecuencia no nos da el margen necesario, entonces debemos utilizar un altavoz distinto con mayor margen de potencia o utilizar dos o más altavoces del mismo tipo convenientemente conectados con respecto a la impedancia.

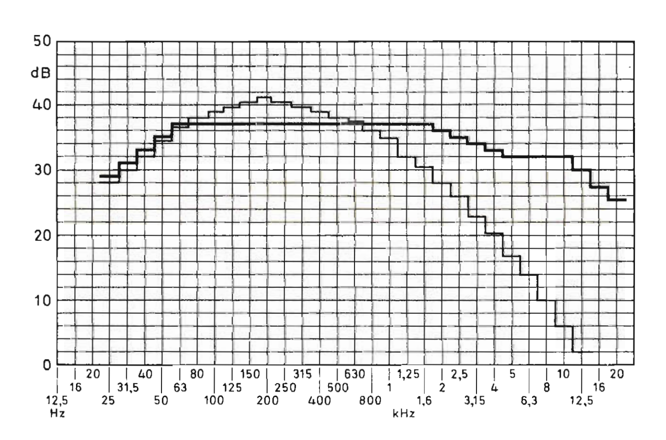
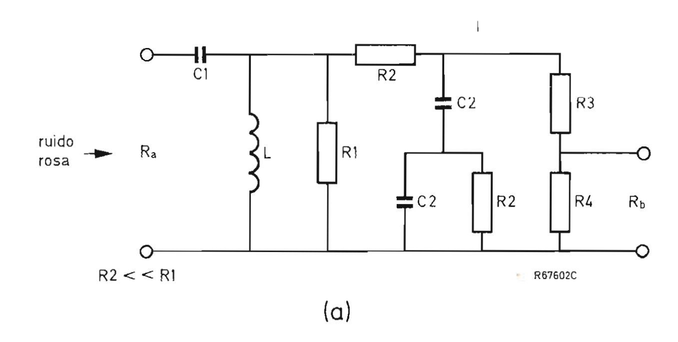


Figura 1. Línea delgada: espectro de ruido IEC/DIN para prueba de altavoces. Línea gruesa: nuevo espectro de ruido recomendado para la prueba de altavoces, teniendo en cuenta la música moderna.



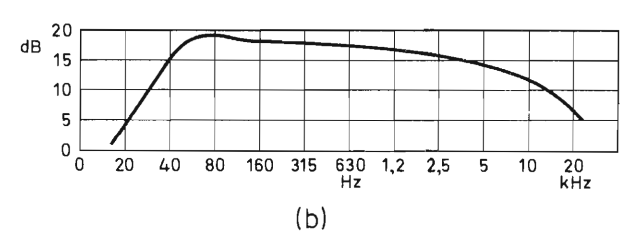


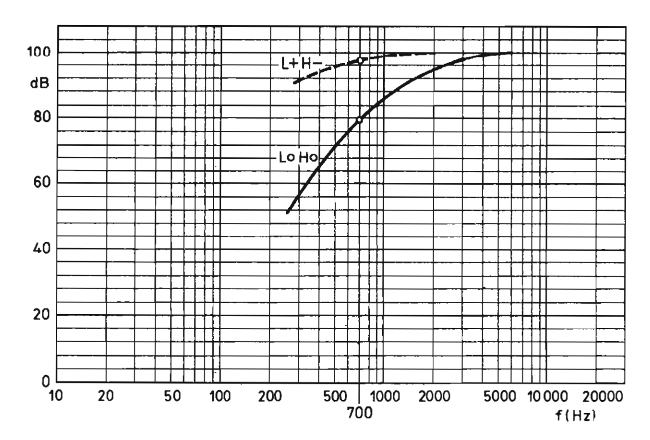
Figura 2. Detalles del filtro intermedio que produce la nueva señal de prueba: (a) detalles del circuito, (b) característica de frecuencia del filtro.

3. Filtros de cruce

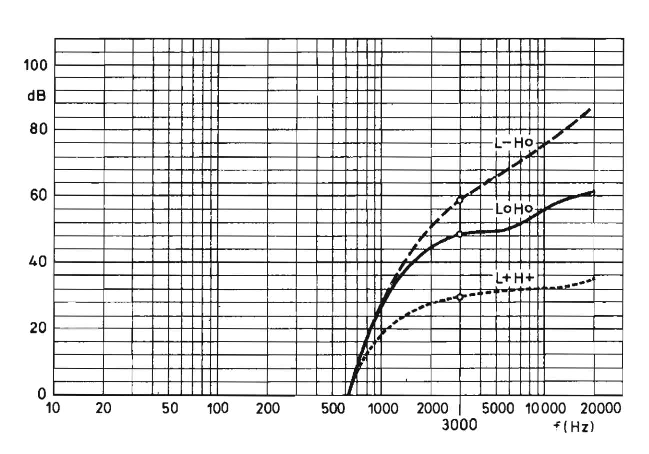
La elección de la frecuencia de cruce es un compromiso entre las respuestas de frecuencia y de potencia de los altavoces individualmente considerados y la suavidad de la transición de un altavoz a otro según la forma de dividir la señal de audio. Hay dos métodos básicos de división de señal:

– sistemas de cruce electrónicos
– redes de filtro pasivos.

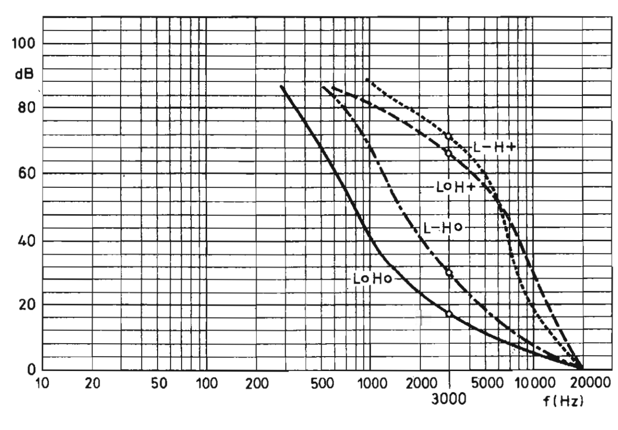
Si se emplea un sistema de cruce electrónico, está previsto el ajuste individual de los niveles de señal para cada



(a) Energía en el woofer.



(b) Energía en el squawker.



(c) Energía en el tweeter.

Figura 3. Resultados de la prueba típica con música moderna. Los ajustes de control de tonos del amplificador se indican de la siguiente forma: $L+$, graves al máximo; $L0$, intermedio; $L-$, bajos al mínimo; $H+$, agudos máx.; $H0$ agudos zona intermedia; $H-$ agudos mín.

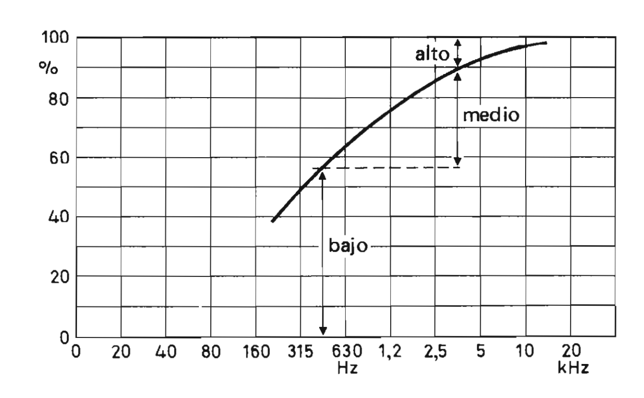


Figura 4. Distribución de potencia utilizando la nueva señal de prueba.

altavoz y puede lograrse fácilmente el equilibrio del tono correcto. Con redes pasivas, la suavidad de la transición entre altavoces no puede ser tan elevada como con sistemas electrónicos. Sin embargo, desde el punto de vista económico resultan interesantes estos últimos.

Hay dos tipos básicos de circuitos empleados como filtros pasivos. El primer tipo consta de filtros pasa-alto y pasa-bajo separados y conectados en serie o en paralelo para proporcionar una salida de cuatro terminales a partir de una entrada de dos terminales. El segundo tipo, denominado *red de resistencia constante,* parece idéntico al primer tipo pero tiene diferentes valores de los componentes. La ventaja de los tipos de resistencia constante es que no sólo la impedancia de entrada permanece constante en todo el margen de frecuencia, sino que, en el caso de los sistemas de altavoces de dos vías, componentes similares pueden tener valores similares.

El método "clásico" de diseño del filtro se basa en la teoría de la línea de transmisión, utilizando una impedancia iterativa ficticia y unos parámetros iterativos igualmente ficticios. La impedancia iterativa es en cierto modo análoga a la impedancia característica de una línea de transmisión; la terminación de un filtro con esta impedancia hace que aparezca reflejada una impedancia idéntica a la entrada. Pero en la práctica, la impedancia característica siempre tiene un valor complejo o real e incluso puede hacerse constante o independiente de la frecuencia. La impedancia iterativa, por el contrario, no puede ser simulada por ninguna impedancia real; a la frecuencia de corte puede ser igual a cero o a infinito, en una banda de paso es real y resistiva y varia en valor, mientras que en la banda de supresión es una reactancia imaginaria, positiva o negativa.

En vista de la similitud de las dos magnitudes, se supone erróneamente que terminar la última sección de

un filtro clásico con una resistencia constante hará que la impedancia correcta sea reflejada a través de cierto número de filtros diseñados para el valor correcto. Sin embargo, en la proximidad al corte esto no es cierto y el empleo de filtros de paso alto y paso bajo de media sección convencionales del tipo m-derivado dará origen a tipos de resistencia constante en aplicaciones de alta fidelidad.

4. Filtros de resistencia constante para sistemas de dos vías

Los filtros de cruce para aplicaciones de alta fidelidad se caracterizan por las siguientes propiedades en lo que se refiere a su respuesta de transferencia:

– la atenuación a la frecuencia de cruce es de 3 dB;
– la pendiente de la característica de transferencia en la frecuencia de cruce es igual a la mitad de la pendiente final;
– la pendiente final es asíntota a una línea recta trazada desde el nivel cero al punto de cruce que tiene una pendiente de 6 dB/octava multiplicado por el número de elementos reactivos, como se muestra en la figura 5;
– si desde un generador común se alimentan dos filtros que tienen respuestas complementarias y las dos salidas están correctamente terminadas, la potencia *total* en las salidas será constante en toda la banda de paso;

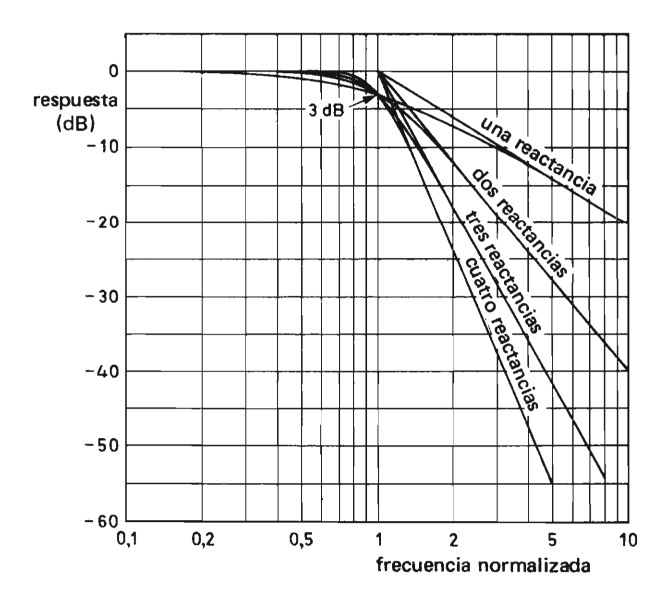


Figura 5. Forma básica de la respuesta de un filtro de cruce del tipo de "resistencia constante" en una sección paso-bajo, de acuerdo con el número de elementos de reactancia empleados.

– si dos filtros complementarios están terminados correctamente, la impedancia presentada a su entrada común será una resistencia constante igual a cada resistencia de terminación;
– la respuesta de transferencia de fase en la frecuencia de cruce es igual a la mitad del valor final;
– la diferencia de fase entre *salidas* complementarias es constante y depende del número de elementos reactivos.

La característica de transferencia de redes multi-reactancia puede verse en la figura 5. Se muestra el funcionamiento básico de un filtro de resistencia constante en la sección paso-bajo de su filtro de cruce para diferente número de elementos reactivos.

Las redes de resistencia constante derivan de los circuitos dados en la figura 6. Si los valores de los compo-

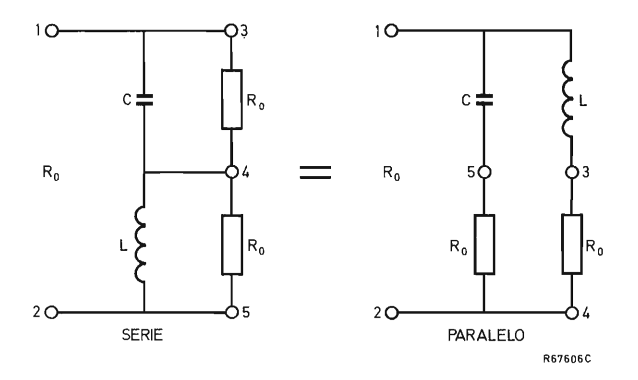


Figura 6. Si se eligen los valores de los componentes de modo que $R_0 = \sqrt{(L/C)}$, la impedancia presentada a los terminales de entrada es una resistencia R_0.

nentes se eligen de forma que $R_0 = \sqrt{(L/C)}$, la impedancia presentada en los terminales de entrada es constante e igual a R_0 para todas las frecuencias. A frecuencias por debajo de $f_0 = 1/2\pi \sqrt{(L/C)}$, toda la potencia de entrada se entrega a los terminales 3 y 4; a frecuencias por encima de f_0, toda la potencia de entrada se entrega a los terminales 4 y 5. A cualquier lado de la frecuencia f_0, la pendiente de la característica de atenuación se aproxima a 6 dB/octava. Este valor es normalmente demasiado bajo para poder tener un valor real, y puede mejorarse aumentando el número de elementos reactivos en la sección del filtro. Muchos altavoces de diseño corriente requieren normalmente filtros con una característica de atenuación de 12 dB/octava para aplicaciones de alta fidelidad.

El valor de las inductancias y capacidades puede deter-

minarse en el caso del filtro de 6 dB/octava multiplicando f_0 por R_0:

$$R_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(LC)}}$$

$$R_o f_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \times \frac{1}{2\pi\sqrt{(LC)}}$$

siendo

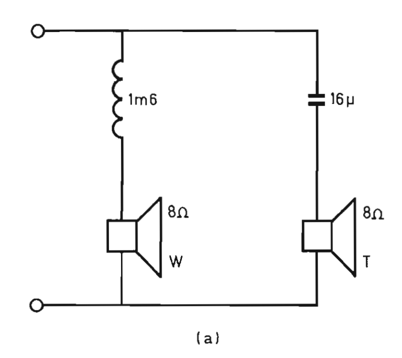
$$C = \frac{1}{2\pi f_o R_o} \qquad L = \frac{R_o}{2\pi f_o}$$

de donde

$$C = \frac{159000}{f_o R_o}\ \mu\text{F}, \qquad L = \frac{159 R_o}{f_o}\ \text{mH},$$

expresando f_0 en hertzios y R_0 en ohmios.

En el caso de una sola reactancia, por tanto, la reactancia de cada componente se hace igual a R_0 en la frecuencia de cruce. Para filtros que tienen dos reactancias por sección (tipos de 12 dB/octava), los componentes tienen valores que hacen sus reactancias iguales a $\sqrt{2}$ veces R_0 en el caso de conexión en paralelo y a $1/\sqrt{2}$ veces R_0 en el de conexión en serie. Esto significa que ambas inductancias tienen el mismo valor y ambas capacidades tienen el mismo valor en el mismo filtro. La figura 7 muestra dos circuitos prácticos en los que la frecuencia de cruce es igual a 1000 Hz. La figura 8 muestra filtros de cruce para sistemas de dos vías, la tabla 1 da los valores de los componentes para diferentes frecuencias de cruce para filtros de 6 dB/octava y la tabla 2 para filtros de 12 dB/octava.



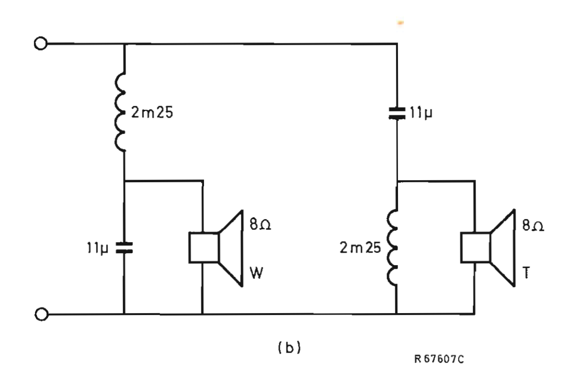


Figura 7. (a) Filtro de cruce para un sistema de dos vías. La atenuación es 6 dB/octava, simétrica; la frecuencia de cruce es 1000 Hz. (b) Filtro de cruce para un sistema de dos vías. La atenuación es 12 dB/octava, simétrica; la frecuencia de cruce es 1000 Hz.

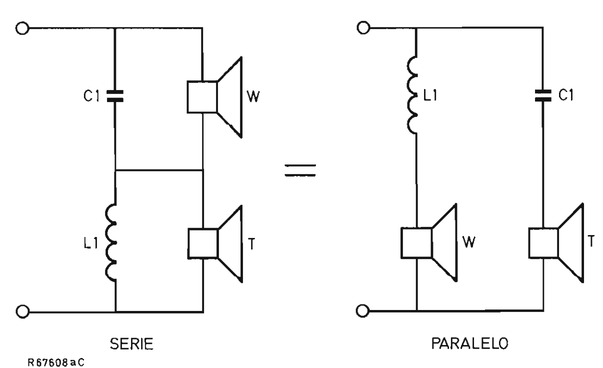
5. Filtros de resistencia constante para sistemas de tres vías

Pueden emplearse filtros de cruce en sistemas de tres vías como filtros de paso de banda para las frecuencias medias. Sin embargo, su diseño es un compromiso porque cuando se emplea un filtro de paso de banda con dos filtros de terminación simple (uno pasa alto y otro paso bajo), las reactancias de los componentes del filtro de paso de banda interfieren con las reactancias de los componentes de los filtros de paso alto y paso bajo asociados. Esto puede ser compensado haciendo que las frecuencias de diseño del filtro de paso de banda estén más juntas; la interacción entre las reactancias desplaza entonces las frecuencias con respecto a sus valores correctos.

En un filtro de paso de banda los elementos del circuito se calculan para resonar a la frecuencia media geométrica $f_m = \sqrt{(f_1 \times f_2)}$. El circuito en serie tiene una impedancia igual a cero en resonancia, mientras que el circuito en paralelo tiene una impedancia infinitamente elevada.

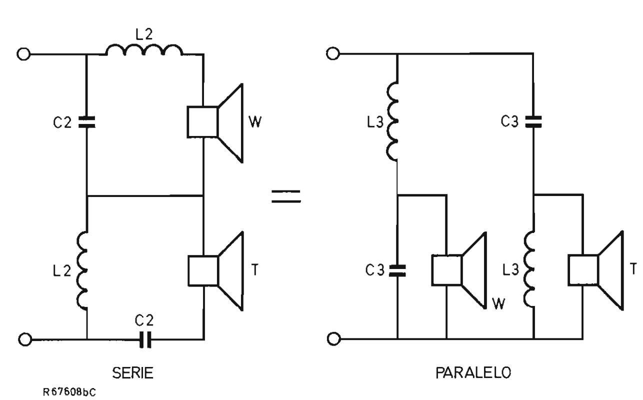
Por encima de la resonancia, la reactancia en serie es positiva (inductiva) y la reactancia en paralelo es negativa (capacitiva) y la red actúa como filtro de pasa bajo; por debajo de la resonancia la reactancia en serie es negativa (capacitiva) y la reactancia en paralelo es positiva (inductiva) y la red se comporta como un filtro pasa alto. La figura 9 muestra los principios de diseño de un filtro de paso de banda. Se fijan primero las dos frecuencias de cruce y de éstas se obtiene la relación de banda de frecuencia. A causa de la interacción de los filtros de paso alto y paso bajo sobre la sección de paso de banda, las frecuencias de diseño se acercan entre sí; la relación de diseño empleada para el filtro de paso de banda es igual a:

relación diseño = relación banda frecuencia − 1



6 dB/octava

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \qquad L_1 = \frac{R_0}{2\pi f_0}$$



12 dB/octava

$$C_2 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f_0 R_0} \qquad C_3 = \frac{1}{2\pi f_0 R_0 \sqrt{2}}$$

$$L_2 = \frac{R_0}{2\pi f_0 \sqrt{2}} \qquad L_3 = \frac{R_0 \sqrt{2}}{2\pi f_0}$$

Figura 8. Filtros de cruce de resistencia constante para sistemas de dos vías.

Si f_1 = frecuencia de cruce inferior
f_2 = frecuencia de cruce superior
f_3 = frecuencia de diseño inferior
f_4 = frecuencia de diseño superior

entonces

f_2/f_1 = relación banda frecuencia
y f_4/f_3 = relación diseño.

Puesto que la relación diseño es igual a la relación de banda de frecuencia menos 1, puede escribirse:

$$\frac{f_4}{f_3} = \frac{f_2}{f_1} - 1. \qquad (1)$$

Puesto que la "frecuencia central" de la red de cruce será la media geométrica de la frecuencia de cruce, dicha frecuencia será también la media geométrica de las frecuencias de diseño del filtro de paso de banda. Es decir:

$$\sqrt{(f_1 f_2)} = \sqrt{(f_3 f_4)} \qquad (2)$$

de la ecuación 1:

$$f_4 = f_3\left(\frac{f_2}{f_1} - 1\right) \qquad (3)$$

Sustituyendo este valor por f_4 en la ecuación 2, se obtiene:

$$f_1 f_2 = f_3^2\left(\frac{f_2}{f_1} - 1\right)$$

Tabla 1. *Valores de los componentes de los filtros de 6 dB/octava de la figura 8.*

f_0 (Hz)	R_0* (Ω)	L_1 (mH)	C_1 (μF)
500	5 10 20	1,6 3,2 6,4	64 32 16
700	5 10 20	1,1 2,3 4,5	45 23 11
1000	5 10 20	0,8 1,6 3,2	32 16 8
1200	5 10 20	0,7 1,3 2,6	26 13 7
1600	5 10 20	0,5 1,0 2,0	20 10 5
2000	5 10 20	0,4 0,8 1,6	16 8 4
2400	5 10 20	0,3 0,7 1,3	13 7 3

Tabla 2. *Valores de los componentes de los filtros de 12 dB/octava de la figura 8.*

f_0 (Hz)	R_0* (Ω)	L_2 (mH)	C_2 (μF)	L_3 (mH)	C_3 (μF)
500	5	1,1	90	2,2	45
	10	2,2	45	4,5	22
	20	4,5	22	9,0	11
700	5	0,8	64	1,6	32
	10	1,6	32	3,2	16
	20	3,2	16	6,4	8
1000	5	0,5	45	1,1	22
	10	1,1	22	2,2	11
	20	2,2	11	4,5	5,5
1200	5	0,47	37	0,94	19
	10	0,94	19	1,87	9,4
	20	1,87	9	3,75	4,7
1600	5	0,35	28	0,7	14
	10	0,7	14	1,4	7
	20	1,4	7	2,8	3,5
2000	5	0,28	22	0,56	11
	10	0,56	11	1,1	5,5
	20	1,1	5,5	2,2	2,8
2400	5	0,23	19	0,47	9,4
	10	0,47	4,7	0,94	4,7
	20	0,94	9,4	1,87	2,3

*Corresponden a las impedancias nominales del altavoz de 4 Ω, 8 Ω, y 16 Ω respectivamente.

de donde

$$f_3 = \sqrt{\frac{f_1 f_2}{f_2/f_1 - 1}}. \tag{4}$$

La tabla 3 da un ejemplo de cálculo de las frecuencias de diseño.

En la figura 10 se muestran dos circuitos prácticos. Los valores de los componentes para filtros de cruce de 6 dB/octava y 12 dB/octava para sistemas de tres vías se obtienen utilizando los datos dados en la figura 11.

6. Efecto de la impedancia del altavoz

Hasta aquí se ha supuesto que las cargas a las salidas de los filtros de cruce son puramente resistivas y de valor constante. En la práctica, cuando se conecta un altavoz de bobina móvil a un filtro, la carga presentada al filtro variará con la frecuencia debido a la inductancia de la bobina móvil.

Mientras los filtros diseñados según el tipo "clásico"

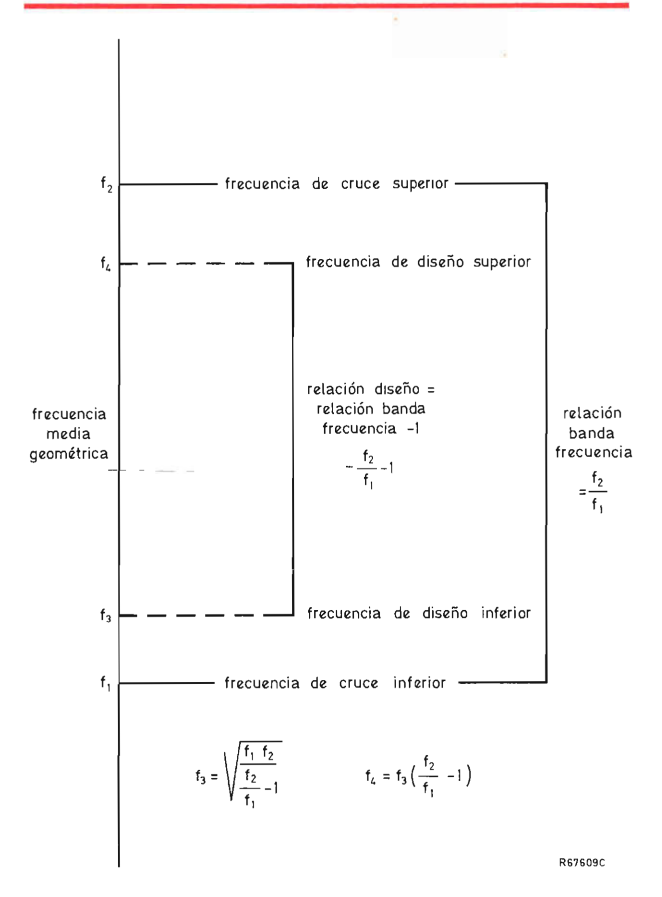
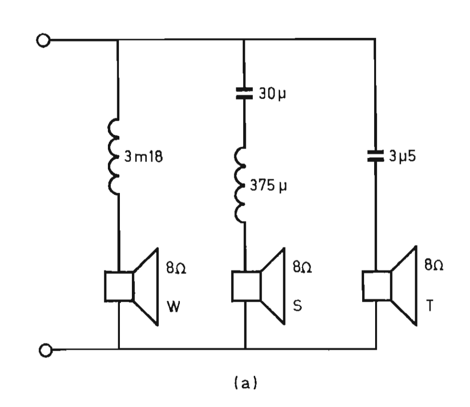


Figura 9. Cálculo de las frecuencias de diseño para una sección del filtro de paso de banda a partir de las frecuencias de cruce requeridas.

Tabla 3. *Datos de diseño para los ejemplos de la figura 10.*

impedancia nominal del altavoz	8 Ω
impedancia efectiva	10 Ω
frecuencias de cruce	$f_1 = 500$ Hz; $f_2 = 4500$ Hz
relación banda frecuencia	$f_2/f_1 = 9$
relación diseño	$(f_2/f_1) - 1 = 8$
frecuencias de diseño	$f_3 = 530{,}3$ Hz, $f_4 = 4242{,}6$ Hz
frecuencia media geométrica	$f_m = 1500$ Hz



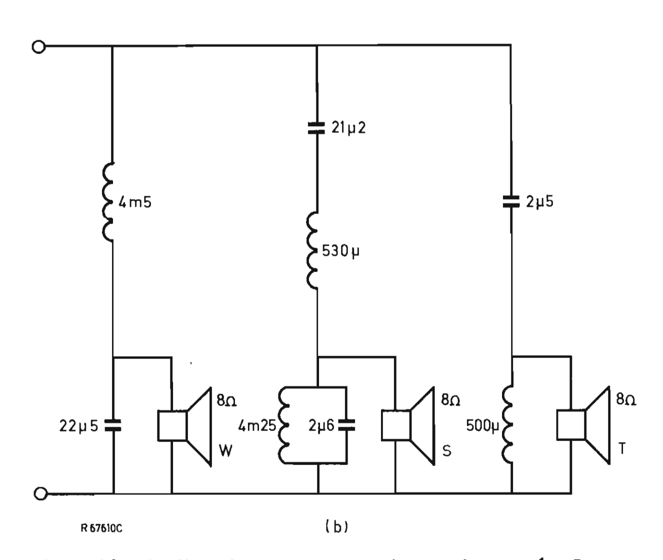


Figura 10. (a) Filtro de cruce para un sistema de tres vías. La atenuación es 6 dB/octava, simétrica; frecuencias de cruce 500 Hz y 4500 Hz. (b) Filtro de cruce para un sistema de tres vías. La atenuación es 12 dB/octava, simétrica; las frecuencias de cruce son 500 Hz y 4500 Hz.

requieren terminación correcta en ambos extremos, los filtros de resistencia constante no son críticos en la terminación de entrada. Si las salidas están correctamente terminadas, la impedancia de entrada es una resistencia constante y la respuesta no será afectada por la impedancia de la fuente. Pero las redes de resistencia constante son críticas en su terminación de salida y el efecto de desequilibrio a la salida depende de la forma en que es afectada la impedancia de entrada.

En un filtro de 6 dB/octava que emplea elementos simples, un circuito en paralelo da una buena variación de la impedancia reflejada alrededor del cruce si la terminación es elevada. Para un filtro de 12 dB/octava esto ocurre para el circuito en serie. El efecto sobre la respuesta de transferencia depende de la impedancia de la fuente de entrada, de modo que si la adaptación de entrada mejora mediante el cambio de la terminación de salida, habrá un aumento en la respuesta de transferencia. Si la adaptación empeora, habrá una caida en dicha respuesta.

Es preferible procurar una terminación correcta en la región de la frecuencia de cruce. Si puede emplearse un circuito que tiene una inductancia en serie a la salida de baja frecuencia, entonces, parte de esta inductancia puede ser la inductancia de la bobina móvil. Esto lleva a una reducción en los valores de los componentes del filtro, como muestra la figura 12, y pueden mantenerse las propiedades de resistencia constante del filtro de cruce.

En el caso de un sistema de tres vías, cada uno de los tres altavoces tiene su propia frecuencia de resonancia. Mientras la frecuencia de resonancia del woofer no tiene importancia en este aspecto, las frecuencias de resonancia de los altavoces squawker y tweeter son importantes a causa de su efecto sobre la característica de impedancia. La característica de impedancia para un sistema típico de tres vías se muestra en la figura 13. Con la excepción del pico situado a la izquierda, los otros picos de la curva no se producen a las frecuencias de resonancia de los altavoces a causa de la acción del filtro.

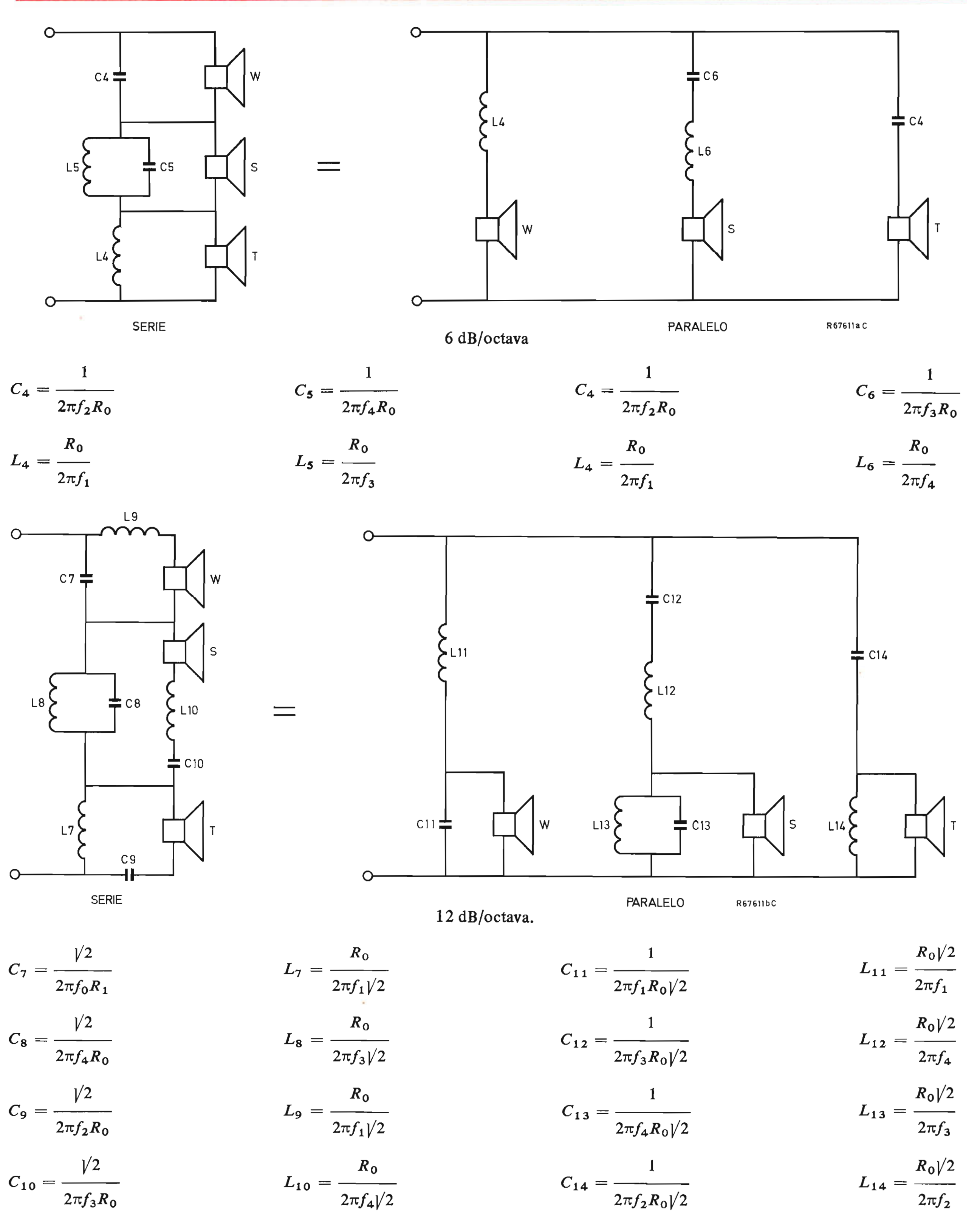
7. Respuesta de transferencia de fase

Es esencial considerar cuidadosamente la respuesta de transferencia de fase en un filtro de cruce. Es sabido que la fase relativa de la radiación posterior del cono del altavoz puede producir cancelación de la radiación anterior y que para evitarlo debe utilizarse alguna forma de baffle. La red de cruce formada por elementos reactivos introduce cambios de fase en el sistema y a menos que se preste la debida atención a las fases de la salida de señal, es muy probable que se produzca cancelación debido a condiciones de diferencia de fase.

En el caso más simple de secciones de un solo elemento, a medida que la frecuencia *aumenta,* la diferencia de fase entre la entrada y la salida de baja frecuencia se aproxima a -90° y la salida de alta frecuencia tiende a estar en fase con la entrada. A medida que la frecuencia *disminuye,* la fase de la salida de alta frecuencia se aproxima a $+90^\circ$ con relación a la entrada, mientras la salida de baja frecuencia tiende a estar en fase con la entrada.

La respuesta de transferencia de fase de las salidas con relación a la entrada para secciones de un sólo elemento (6 dB/octava) se muestran en la figura 14.

Se han considerado ya las propiedades de las redes de resistencia constante. De la figura 14 puede deducirse que la respuesta de transferencia de fase en la frecuencia de cruce es igual a la mitad del valor final y también que



$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_2 R_0} \qquad C_5 = \frac{1}{2\pi f_4 R_0} \qquad C_4 = \frac{1}{2\pi f_2 R_0} \qquad C_6 = \frac{1}{2\pi f_3 R_0}$$

$$L_4 = \frac{R_0}{2\pi f_1} \qquad L_5 = \frac{R_0}{2\pi f_3} \qquad L_4 = \frac{R_0}{2\pi f_1} \qquad L_6 = \frac{R_0}{2\pi f_4}$$

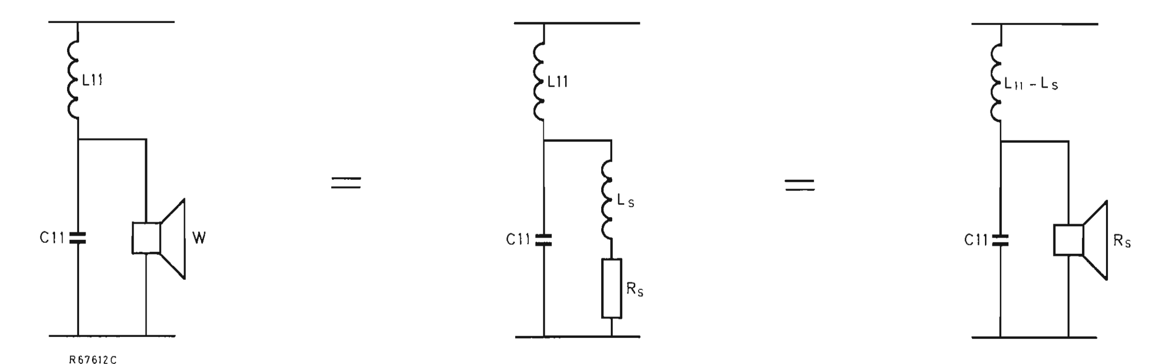
$$C_7 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f_0 R_1} \qquad L_7 = \frac{R_0}{2\pi f_1 \sqrt{2}} \qquad C_{11} = \frac{1}{2\pi f_1 R_0 \sqrt{2}} \qquad L_{11} = \frac{R_0\sqrt{2}}{2\pi f_1}$$

$$C_8 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f_4 R_0} \qquad L_8 = \frac{R_0}{2\pi f_3 \sqrt{2}} \qquad C_{12} = \frac{1}{2\pi f_3 R_0 \sqrt{2}} \qquad L_{12} = \frac{R_0\sqrt{2}}{2\pi f_4}$$

$$C_9 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f_2 R_0} \qquad L_9 = \frac{R_0}{2\pi f_1 \sqrt{2}} \qquad C_{13} = \frac{1}{2\pi f_4 R_0 \sqrt{2}} \qquad L_{13} = \frac{R_0\sqrt{2}}{2\pi f_3}$$

$$C_{10} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f_3 R_0} \qquad L_{10} = \frac{R_0}{2\pi f_4 \sqrt{2}} \qquad C_{14} = \frac{1}{2\pi f_2 R_0 \sqrt{2}} \qquad L_{14} = \frac{R_0\sqrt{2}}{2\pi f_2}$$

Figura 11. Filtro de cruce de resistencia constante para sistemas de altavoces de tres vías.



sección de baja frecuencia del filtro en paralelo de 12 dB/octava para sistemas de tres vías

la impedancia del altavoz consta de la inductancia de una bobina móvil L_S y una resistencia R_S

el inductor L_{11} en serie está reducido en una cantidad L_S para mantener constante la característica de resistencia

Figura 12. El uso de una bobina móvil como parte del diseño del circuito reduce el tamaño del componente del filtro y mantiene constante la resistencia.

la diferencia de fase entre salidas complementarias es constante; en este caso la respuesta de transferencia de fase en la frecuencia de cruce es igual a 45° y hay una diferencia de fase constante de 90° entre las salidas.

En el caso de filtros de 12 dB/octava que emplean secciones de dos elementos, la sección pasa bajo introduce un cambio de fase final de −180° y la sección de paso alto un cambio de fase de +180°. Este se muestra en la figura 15 y puede verse que se produce una diferencia de fase de 90° entre la entrada y las salidas para la frecuencia de cruce, manteniéndose las salidas con una

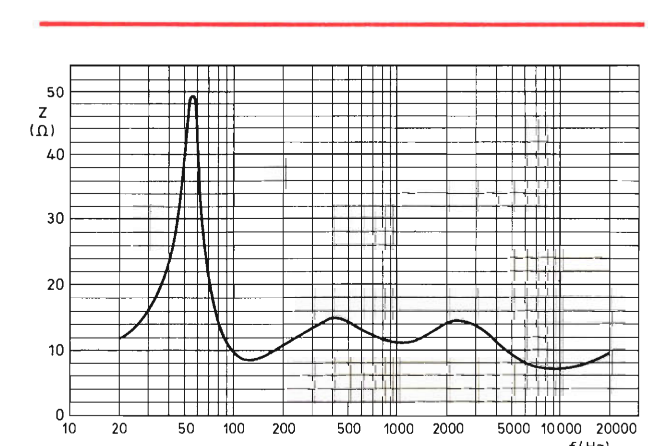


Figura 13. Característica de impedancia de un sistema típico de tres vías. Las frecuencias de resonancia de la mitad del margen y de los altavoces tweeter son 210 Hz y 1000 Hz respectivamente; las frecuencias de cruce son 500 Hz y 4500 Hz.

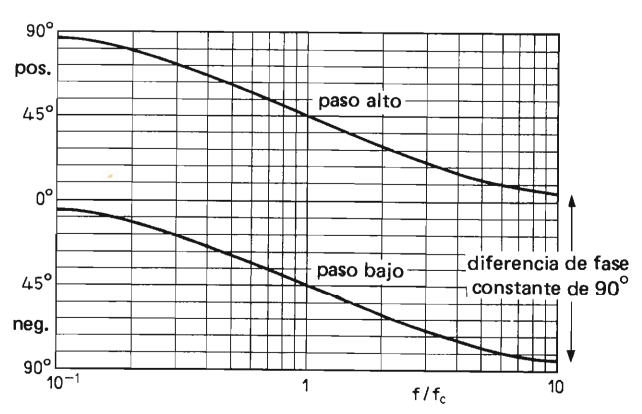


Figura 14. Respuesta de transferencia de fase de las salidas relativa a la entrada para secciones de un solo elemento (6 dB/ octava).

diferencia de fase de 180° en todo el margen de frecuencia.

Algo debe hacerse, por tanto, para mantener una diferencia constante de 0° entre las salidas en todo el margen de frecuencias de audio; y con una red de dos secciones que tiene una diferencia de fase de 180° entre sus salidas es una cuestión simple invertir las conexiones a uno de los altavoces como se muestra en la figura 16. Eléctricamente, las bobinas móviles están alimentadas en oposición de fase, pero puesto que una está invertida, los movimientos del cono estarán en fase.

Puesto que la fase correcta es de tanta importancia, los altavoces de bobina móvil llevan un terminal señalado con un punto rojo. Si se aplica una tensión continua a los

terminales de la bobina móvil de forma que se conecte el positivo al terminal señalado con el punto rojo, el cono se desplaza hacia afuera.

8. Elección de las características del altavoz

Las características más importantes que determinan la elección de los altavoces en los sistemas de varias vías son:

– igual sensibilidad a la frecuencia de cruce propuesta,
– respuesta de frecuencia ampliada más allá del punto de caída necesario.

Para mantener una transición suave de un altavoz a otro, es esencial seleccionar dos altavoces con sensibilidades iguales, o sensibilidades que estén dentro de unos 2 dB con respecto al otro para la frecuencia de cruce. Una diferencia mayor de sensibilidad producirá un salto audible en la respuesta, como se muestra en la figura 17.

También es necesario asegurarse de que un altavoz pueda absorber la señal del otro tan pronto como sea posible a medida que la frecuencia recorre el margen completo. Si dos altavoces tienen respuestas que no se solapan notablemente, se producirá un vacío en la respuesta global cuando se conectan por medio de un filtro que por si solo introduce una atenuación de 3 dB en el punto de cruce (figura 18).

Aunque lo que se ha indicado puede considerarse de sentido común, es sorprendente ver muchos equipos comerciales desequilibrados en lo que se refiere a sensibilidades de los altavoces y también muchos woofer que inician su caída de alta frecuencia sin que exista ninguna respuesta de los tweeter.

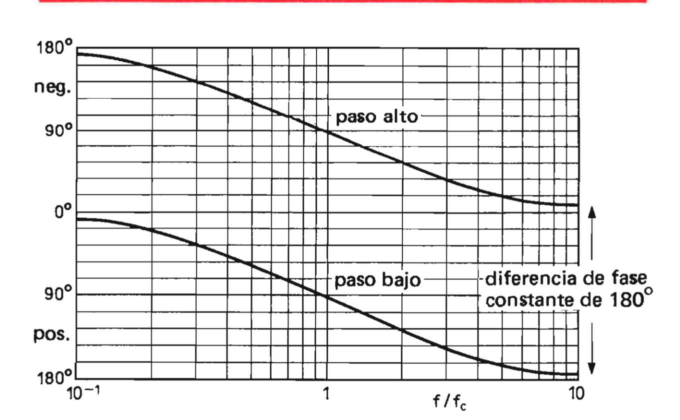
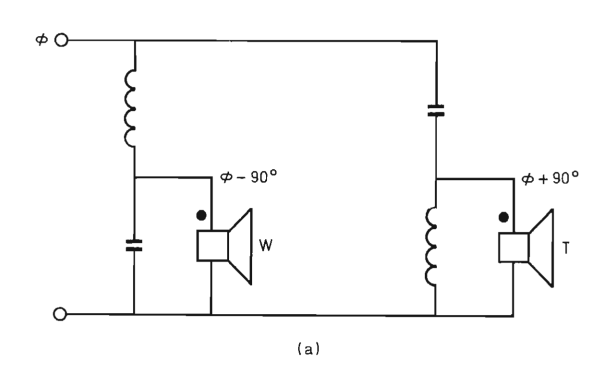


Figura 15. Respuesta de transferencia de fase de las salidas relativa a la entrada para secciones de dos elementos (12 dB/octava).



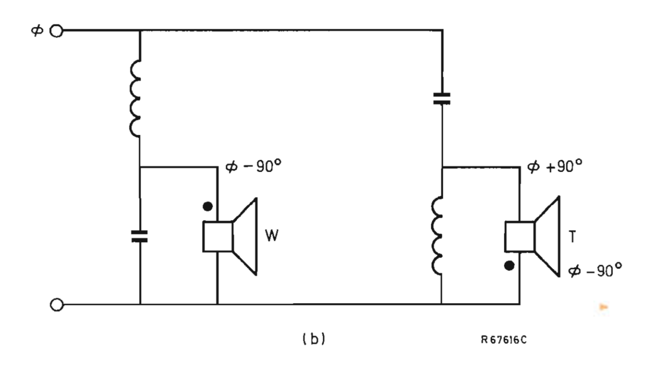


Figura 16. Inversión de las conexiones del altavoz de uno de los altavoces proporciona salidas acústicas en fase con la red de 12 dB/octava. (a) Salidas del altavoz con 180° de desfase. (b) Salidas del altavoz en fase.

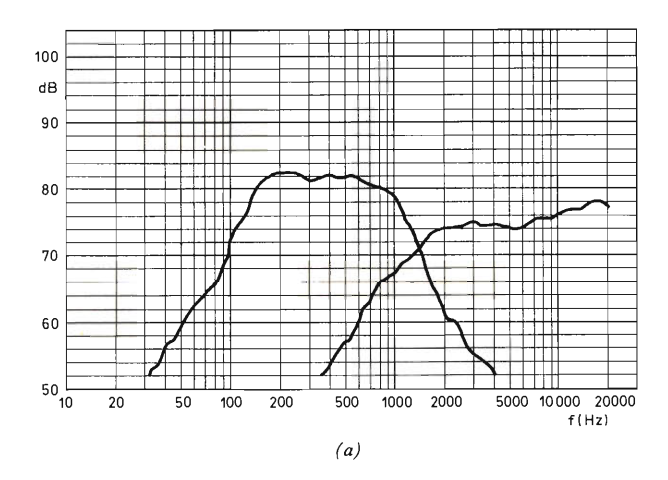
9. Filtros asimétricos

El diseño de una red de cruce no puede ser considerado desde un punto de vista puramente objetivo para obtener buenos resultados. Un sistema de altavoces correctamente proyectado puede proporcionar una reproducción de muy alta calidad y sólo se llega a ésto mediante un estudio concienzudo de todos los factores que afectan a la salida de sonido.

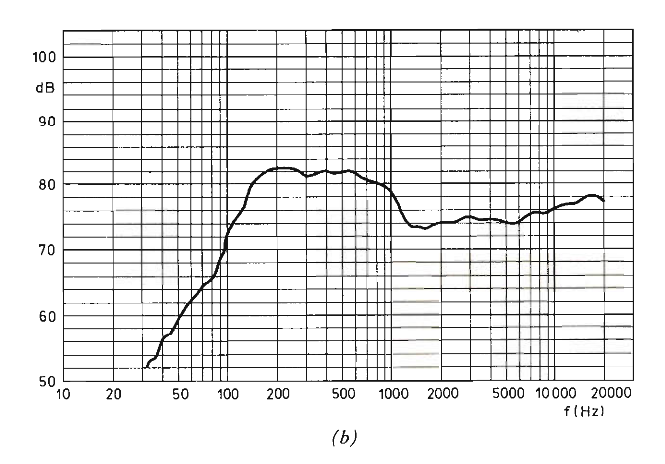
La variación de la impedancia del altavoz con la frecuencia es un importante factor que claramente dificulta la previsión de los resultados empleando solamente análisis objetivos. En condiciones de resonancia, la impedancia es elevada, disminuye bruscamente al aumentar la frecuencia y después aumenta de nuevo lentamente. El efecto de la variación de la impedancia en la respuesta de transferencia del filtro, junto con la respuesta de frecuencia del altavoz, puede inducir a creer que podría obtenerse una transición suave haciendo que la caída del woofer fuera de 6 dB/octava y la subida del tweeter 12

dB/octava. Un filtro que proporcione caidas y subidas con diferentes pendientes se denomina filtro *asimétrico*.

Idealmente, toda red de cruce debería diseñarse de acuerdo con los altavoces y la caja acústica a utilizar. Después de un análisis objetivo de los problemas implicados y la producción de un diseño provisional, deberían montarse los altavoces en la caja propuesta y ensayar el sistema con la red de cruce fuera de la caja acústica. De esta forma podrían hacerse cambios en el diseño de la red de cruce, o invertir las conexiones de los altavoces, hasta obtener los mejores resultados.

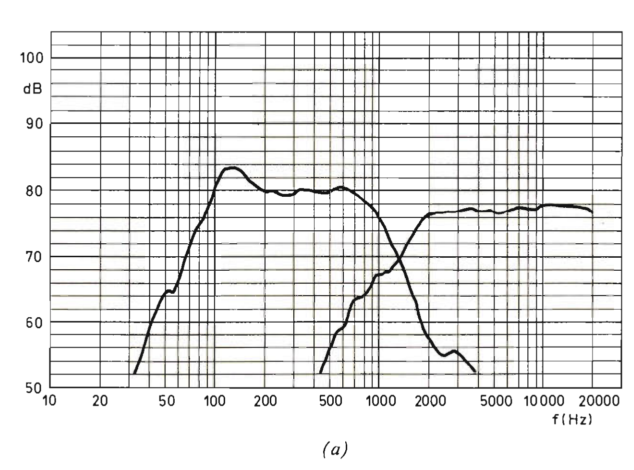


(a)

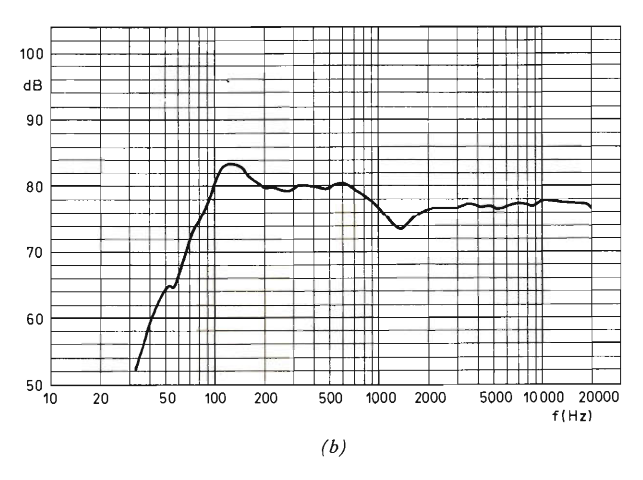


(b)

Figura 17. (a) Respuesta de frecuencia de los altavoces individuales que tienen diferentes sensibilidades. (b) Respuesta combinada de dos altavoces que tienen diferentes sensibilidades. Obsérvese el salto pronunciado de la curva.



(a)



(b)

Figura 18. (a) Respuesta de frecuencia de dos altavoces solapados insuficientemente en sus características. (b) Respuesta de frecuencia combinada de dos altavoces solapados insuficientemente. Obsérvese la bajada de la curva en el cruce.

10. Circuitos prácticos

Para cada uno de los sistemas de altavoces descritos últimamente en esta Revista (véase Revista Miniwatt vol. 16, N.º 10) se ha determinado el filtro de cruce óptimo y evaluado su rendimiento. Comparando los resultados se puede ver que es posible construir todos los sistemas descritos utilizando sólo cuatro tipos diferentes de filtros. En la figura 19 se dan los detalles de estas redes de cruce.

La elección de las frecuencias de cruce de las redes recomendadas se ha determinado a partir de las caracte-

frecuencia de cruce 3000 Hz

frecuencias de cruce 700 y 3000 Hz

frecuencia de cruce 1500 Hz

frecuencias de cruce 700 y 2600 Hz.

R67619 C

Figura 19. Detalles de las redes de cruce para los sistemas de altavoces recomendados en Revista Miniwatt Vol. 16, N.º 10.

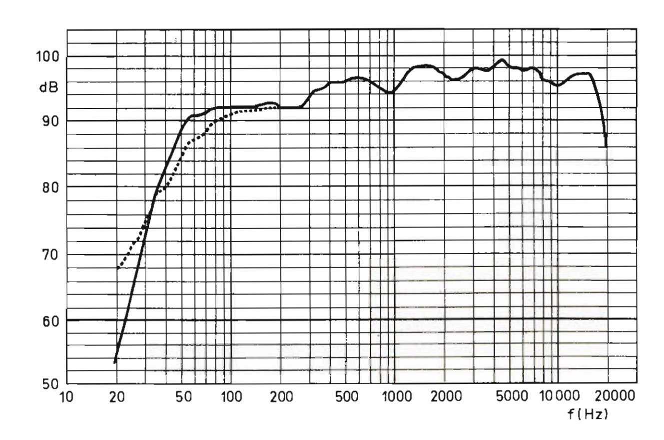


Figura 20. El efecto de utilizar un radiador pasivo; la línea a trazos muestra la presión de sonido medida con solo woofer, el resultado combinado se muestra en la línea continua.

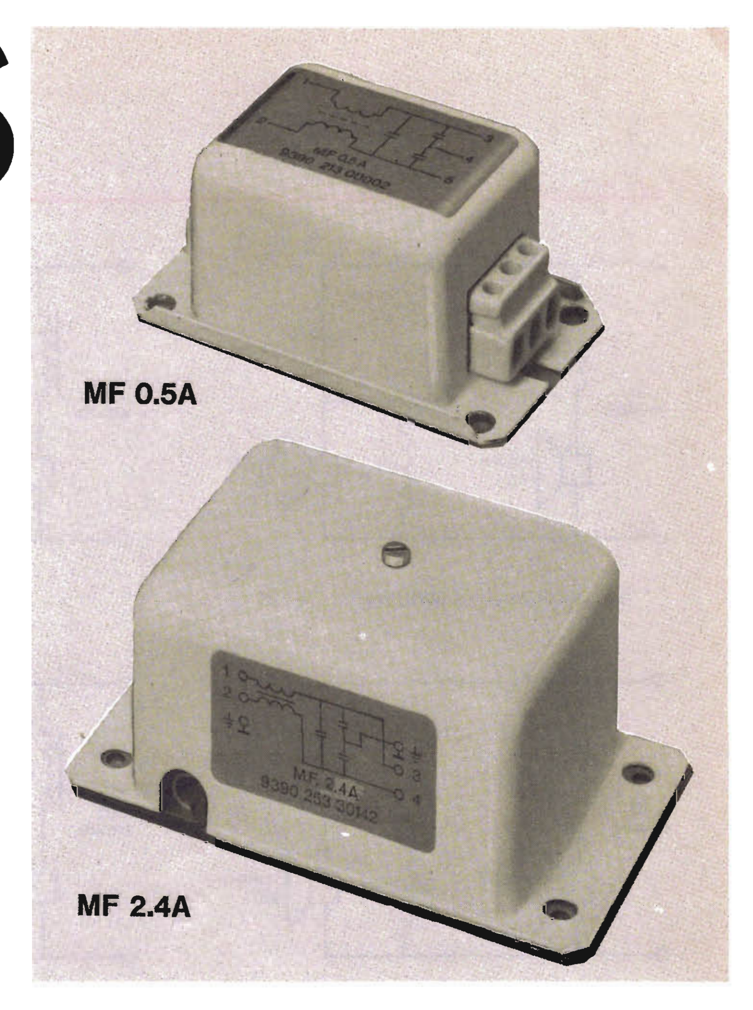
rísticas de cada altavoz y también de los requisitos de potencia para asegurar una transición suave de un altavoz a otro en el caso de sistemas de varias vías.

11. Radiadores pasivos

Un radiador pasivo es un altavoz sin un sistema magnético o bobina móvil. En todos los demás aspectos es como un altavoz normal. El radiador pasivo tiene normalmente el mismo diámetro que el woofer compartiendo con él el volumen del aire encerrado en la caja, montado en la placa del baffle cerca de éste.

El efecto de incluir un radiador de bajos es extender la respuesta de graves del sistema de altavoces, y este efecto se puede ver claramente en la figura 20, que da la presión de sonido medida con y sin radiador pasivo.

FILTROS DE RED



PARA SUPRESION DE INTERFERENCIAS

	MF 0.5A	MF 2.4A
Máx. tensión eficaz de entrada	250 V	250 V
Máx. corriente eficaz (25° C)	0,75 A	2,4 A
Máx. corriente eficaz (temp. máx.)	0,5 A	1,2 A
Máx. corriente pico repetitivo (50 Hz)	2,5 A	10 A
Atenuación	>50 dB (0,1-10 MHz)	>40 dB (0,5-10 MHz)

APLICACIONES

- **Motores para máquinas lavadoras**
- **Aspiradores**
- **Equipos para medición y de proceso de datos**
- **Equipos de mantenimiento**
- **Receptores de radio y de televisión**
- **Sistemas para reproducción del sonido**

ARRANQUE AUTOMATICO DE MOTOR DIESEL UTILIZANDO MODULOS DE LA SERIE FZ/30

Los módulos de la serie FZ/30 HNIL (lógica de elevada inmunidad a ruido) son adecuados para aplicaciones industriales donde no son esenciales muy elevadas velocidades de conmutación. Una de estas aplicaciones es en un circuito de arranque automático para un generador diesel trifásico utilizado, por ejemplo, como alimentación de emergencia en plantas de suministro de agua. Las características de este sistema son las siguientes:

- El sistema no responde a cortas interrupciones de la red, resultando innecesaria la operación de activación de emergencia.
- Después del retorno de la tensión de red, el generador diesel funciona durante un tiempo (45 minutos) antes de desconectarse para volver a cargar el tanque de aire y/o la batería de arranque, asegurando así el arranque si se da la circunstancia de otro fallo de la red.
- Fiable conmutación de la tensión de red al generador y viceversa sin el riesgo de una condición de cortocircuito.
- Consta de alarmas para que no arranque si la presión de aceite es baja y la temperatura del motor elevada.

Circuito de potencia

La figura 1 muestra el circuito de potencia. La red y los contactores del generador están interconectados eléctricamente (y mecánicamente si se requieren precauciones de seguridad) para permitir cualquier condición de cortocircuito. Si hay suficiente tensión de corriente alterna, los sensores de "tensión de red" y de "tensión del generador" proporcionan señales de entrada de nivel ALTO al circuito de arranque automático. La alimentación lógica del circuito de arranque tiene una batería de emergencia para que exista continuidad de la operación.

Circuito automático de arranque

La figura 2 muestra el circuito de arranque automático del generador diesel y las figuras 3, 4 y 5 sus formas de onda. Las funciones del contador de ciclo así como del procesador central se controlan mediante el contador de proceso con el programa dado en la tabla 1. A continuación se consideran algunas condiciones del circuito.

Fiabilidad

El biestable $U_{1a,b}$ de la figura 2 está desactivado, inhibiendo así a U_{4a} (salida de U_{1a} en estado BAJO). Asimismo, U_{4b} está inhibido debido a que no hay tensión del generador (entrada de la "tensión de generador" en estado BAJO). Por tanto, los impulsos de 0,3 Hz que salen del reloj FZL141/PA33 no pueden llegar al contador de proceso y al temporizador. El contador de proceso y el de ciclo están desactivados así como el temporizador. (Después de un previo arranque y paro del generador diesel, el temporizador estará en la posición 900, figura 4; esto no influye en el funcionamiento del circuito porque cualquier fallo de la red desactivará al temporizador.) Debido a que la señal de la "tensión de red" y la salida de U_{1b} están ambas en estado ALTO, la salida de U_{1c} estará también en ALTO y se activa el contactor de red.

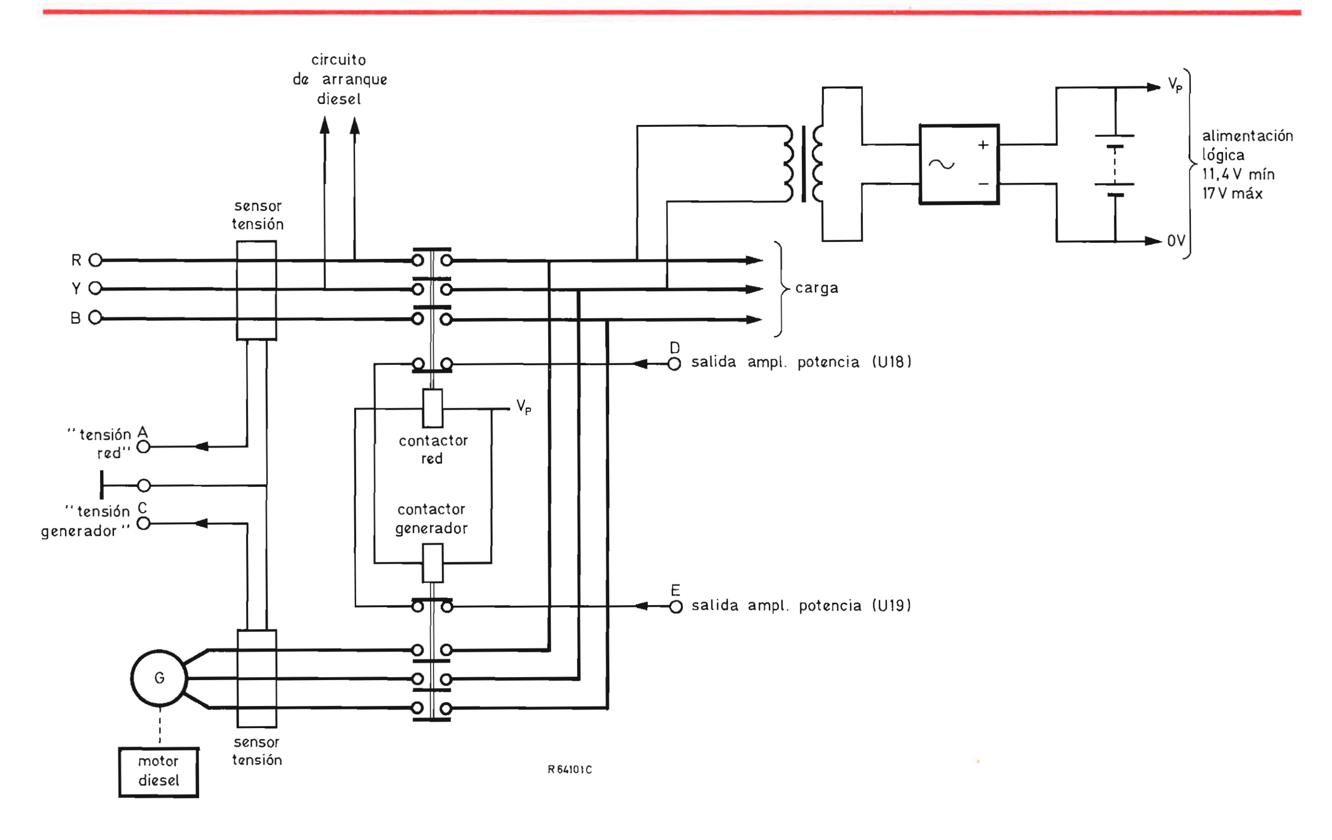


Figura 1. Alimentación de emergencia de la red trifásica. A, C, D y E se conectan al circuito de arranque automático, figura 2; la batería de emergencia asegura la continuidad de la alimentación de corriente continua a este circuito.

Fallo de la red de corta duración

Si se presenta un fallo de la red, la entrada de la "tensión de red" pasa a estado BAJO. La línea de desactivación del temporizador se conecta a su entrada de modo que se asegura que el temporizador está en estado desactivado y no se activa el relé de corte del generador diesel. El biestable $U_{1a,b}$ está activado (salida U_{1a} en ALTO, salida U_{1b} en BAJO) con los siguientes resultados:

- la puerta U_{1c} se inhibe haciendo que el contactor de red pase al reposo,
- la puerta U_{4a} se habilita y los impulsos de reloj alimentan al contador de procesos.

Tal como se ve en las formas de onda de la figura 3, la salida U_{11a} del contador de ciclos está inicialmente en BAJO (estado 0), de modo que los biestables $U_{5a,b}$ y $U_{6a,b}$ permanecen en estado desactivado. Como conse-

Tabla 1.

estado	niveles lógicos $U11a$ salida Q	$U11b$ salida Q	$U12$ salida Q	programa	propósito
0	0	0	0	ciclo de espera	permite el retorno de la tensión de red
I	1	0	0	intento 1.° arranque	
II	0	1	0	ciclo de espera	permite el arranque del motor diesel
III	1	1	0	intento 2.° arranque	
IV	0	0	1	ciclo de espera	permite el arranque del motor diesel
V	1	0	1	intento 3.° arranque	
VI	0	1	1	ciclo de espera	permite el arranque del motor diesel; condición de alarma si el arranque no continua.

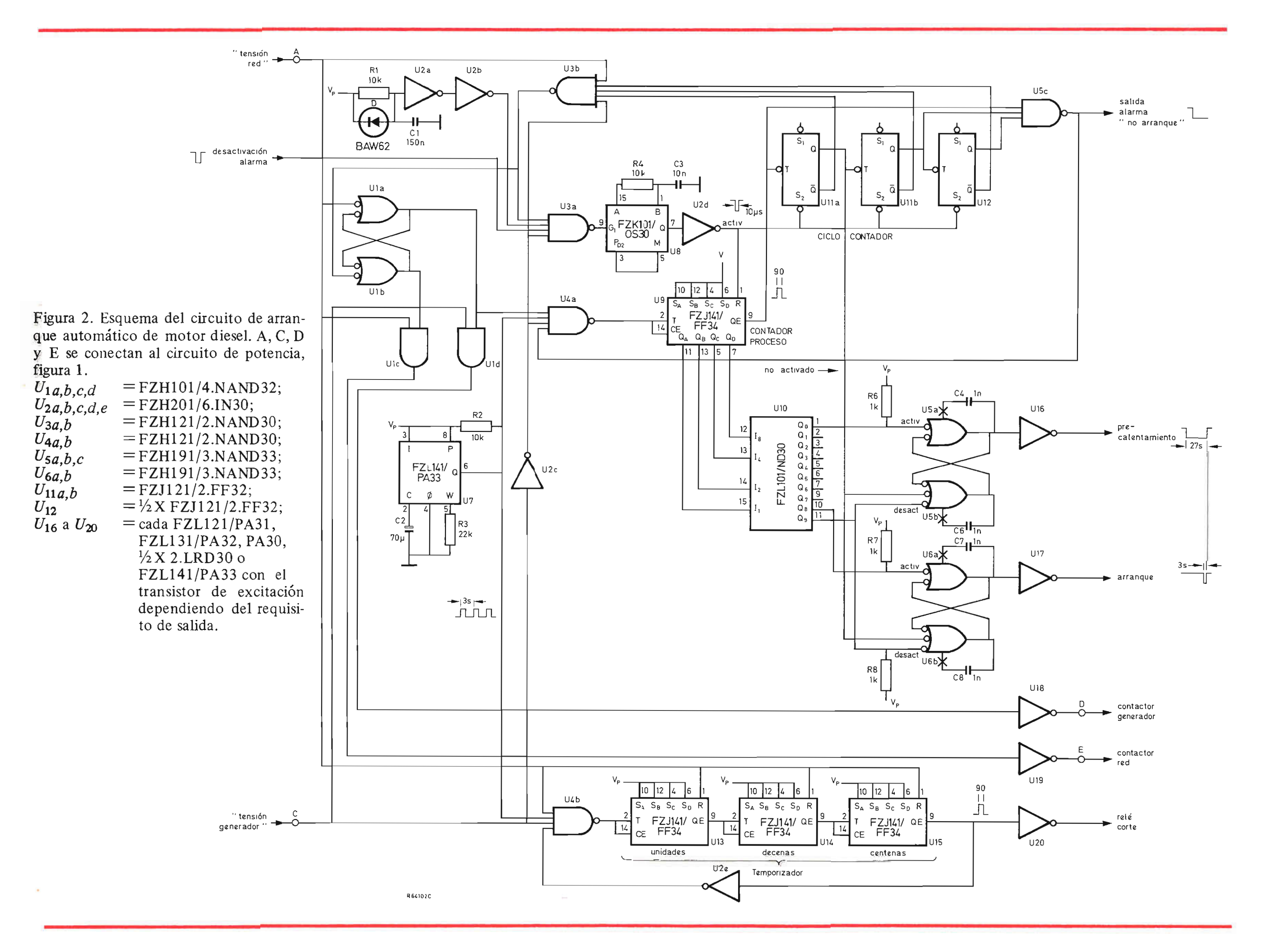


Figura 2. Esquema del circuito de arranque automático de motor diesel. A, C, D y E se conectan al circuito de potencia, figura 1.

$U_{1a,b,c,d}$	= FZH101/4.NAND32;
$U_{2a,b,c,d,e}$	= FZH201/6.IN30;
$U_{3a,b}$	= FZH121/2.NAND30;
$U_{4a,b}$	= FZH121/2.NAND30;
$U_{5a,b,c}$	= FZH191/3.NAND33;
$U_{6a,b}$	= FZH191/3.NAND33;
$U_{11a,b}$	= FZJ121/2.FF32;
U_{12}	= ½ X FZJ121/2.FF32;
U_{16} a U_{20}	= cada FZL121/PA31, FZL131/PA32, PA30, ½ X 2.LRD30 o FZL141/PA33 con el transistor de excitación dependiendo del requisito de salida.

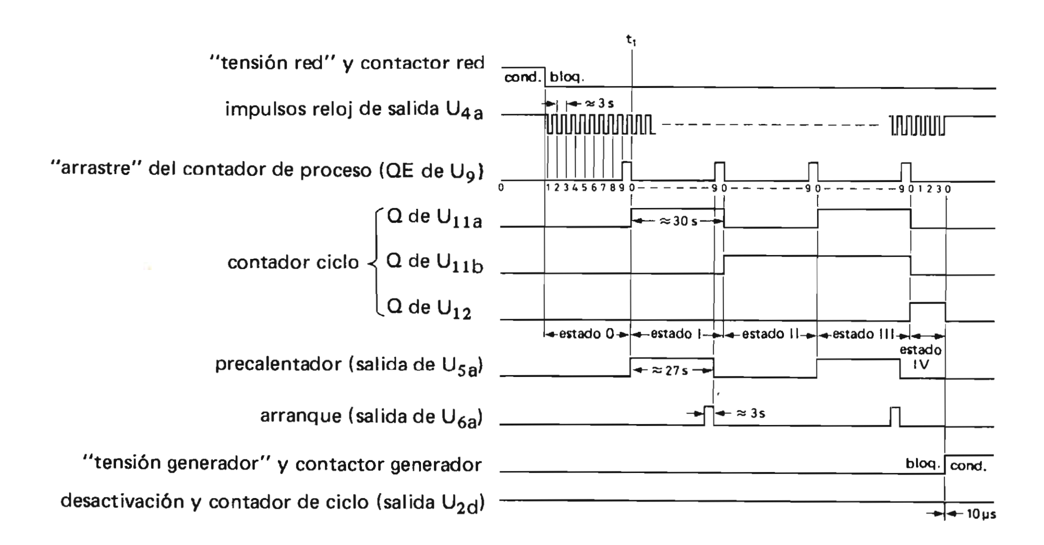


Figura 3. Formas de onda de arranque del motor diesel después del segundo intento (véase la figura 2).

cuencia, si la tensión de red regresa antes del instante t_1 de las formas de onda (aproximadamente 30 segundos) no se produce el arranque. El regreso de la tensión de red hace que la salida de U_{3b} pase otra vez a estado BAJO; esto:

- desactiva $U_{1a,b}$ para inhibir la puerta U_{4a} y volver a conectar el contactor de red, y
- hace que la salida de U_{3a} pase a estado ALTO de modo que el monoestable U_8, FZK101/OS30, da lugar a un impulso de paso a positivo de 10 μs, desactivando el contador de procesos y de ciclos a través del inversor U_{2d}.

En principio, el circuito D R_1 C_1 $U_{2a,b}$ asegura un estado bien definido del circuito de arranque sobre la conmutación en la alimentación lógica. Debido a que C_1 está inicialmente descargado, la salida de U_{2b} está en estado BAJO y la puerta U_{3a} proporciona una salida en ALTO. Con C_3 descargado también inicialmente, el monoestable U_8 genera un impulso de desactivación para el contador de proceso y de ciclo.

Fallo de la red de larga duración

Cualquier fallo de la red de duración superior a t_1 de la figura 3 iniciará el proceso de arranque incluso aunque la tensión de red regrese después de un corto tiempo. Controlado por los impulsos de "arrastre" del contador de procesos U_9 (figura 2), el contador de ciclos continua a través de sus estados sucesivos hasta el siguiente arranque. En los estados I y III, la salida de U_{11a} está en ALTO (figura 3) de modo que los biestables $U_{5a,b}$ y $U_{6a,b}$ se activarán y desactivarán mediante el excitador del decodificador BCD-decimal FZL101/ND30. El precalentador y el arrancador se activan en cuanto se activan sus biestables (en el contador de procesos, posiciones de 0 a 8 y posición 8 respectivamente).

Después de un arranque afortunado, la entrada de "tensión del generador" pasa a ALTO y la salida del inversor U_{2c} pasa a nivel BAJO. La puerta U_{4a} se inhibe interrumpiendo los impulsos de contaje del contador de procesos; la salida de U_{3a} pasa a ALTO y el FZK101/OS30 desactivará los contadores de proceso y de ciclo. Además, con la salida de U_{1a} en ALTO, la puerta U_{1d} proporciona una salida en ALTO activando el contactor del generador.

Los condensadores de moderación C_4 C_6 C_7 C_8 evitan que los biestables $U_{5a,b}$ y $U_{6a,b}$ respondan a impulsos imprevistos del FZL101/ND30. Los resistores R_6 R_7 R_8 son necesariamente de elevación ya que el FZL101/ND30 tiene las salidas en colector abierto.

Regreso de la tensión de red

El temporizador U_{13} U_{14} U_{15} de la figura 2 determina el tiempo que el generador diesel funcionará después de que termine el fallo de la red. La figura 4 muestra las formas de onda apropiadas. Al regresar la tensión de red y con la tensión del generador aún presente, U_{4b} se activa y hará que pasen los impulsos de reloj U_7 al tempo-

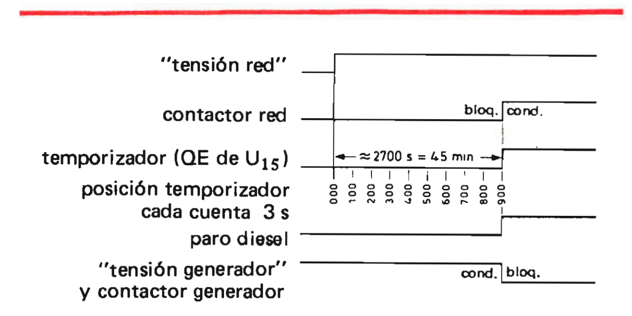


Figura 4. Formas de onda del retorno de la tensión de red (véase la figura 2).

rizador. Cuando el temporizador alcanza la posición 900 (después de 900 X 3 segundos = 45 minutos), QE de U_{15} pasa a ALTO activando el relé de corte e inhibiendo la puerta de entrada U_{4b} (a través de U_{2e}). Como resultado, el temporizador permanece en posición 900.

No obstante, aunque la tensión de red haya regresado, la salida de U_{3b} está en ALTO mientras hay todavía tensión del generador. (El contador del ciclo $U_{11a,b}$ U_{12} está desactivado –véase "fallos de la red de larga duración"– de modo que las salidas $\overline{Q}$ conectadas a las entradas de U_{3b} estén en estado lógico ALTO.) Sin embargo, después de desconectarse el generador, la salida de U_{3b} pasará a BAJO desactivando el biestable $U_{1a,b}$. Así, el contactor de red se activa y el contactor del generador se desactiva. Ahora el circuito ha vuelto a su posición de reposo.

El generador diesel no arranca

Si el arranque no se realiza, el contador de ciclo alcanzará finalmente el estado VI (véase la figura 5). Si el contador de proceso ha pasado a la posición 9, todas las entradas a la puerta U_{5c} en la figura 2 estarán en ALTO y la salida de esta puerta pasa a nivel BAJO. Esto activa el circuito de alarma (fig. 6), el cual dispara las alarmas visual "no arranque" y acústica. Al disminuir momentáneamente el potencial de entrada de desactivación de alarma a estado BAJO, el circuito de arranque automático repite el procedimiento de arranque, como se muestra en las formas de onda.

Circuito de alarma

Cualquier condición de alarma hace que se encienda la lámpara apropiada (fig. 6). Simultáneamente, se produce un impulso de paso a negativo de 2 μs por U_{51c},

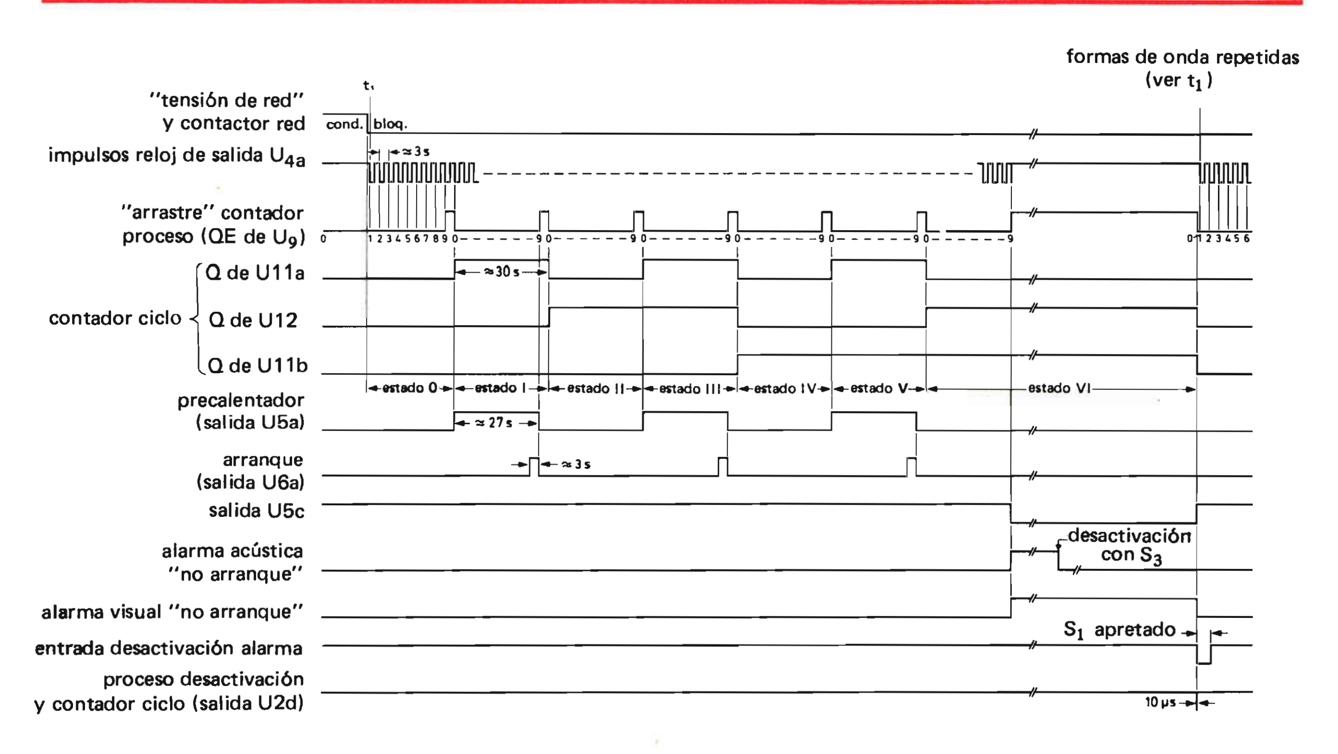


Figura 5. Formas de onda de un procedimiento de arranque inútil (véanse las figuras 2 y 6).

U_{52b}, o U_{52c}, el cual activa el biestable $U_{54a,b}$ para disparar la alarma acústica. Al desactivar con S_2, las alarmas visuales de "presión de aceite" y "temperatura elevada" pueden producir un impulso negativo falso en la salida U_{52b} y U_{52c} debido a los retardos de propagación en $U_{53a,b}$ y $U_{53c,d}$, respectivamente; la conexión *a* mantiene a $U_{54a,b}$ en la condición desactivada (desactivado previamente con S_3). El pulsador S_1 hace bajar a potencial cero la entrada de desactivación de alarma al circuito de arranque automático, entonces se vuelve a iniciar el procedimiento de arranque, tal como se ve en las formas de onda de la figura 5.

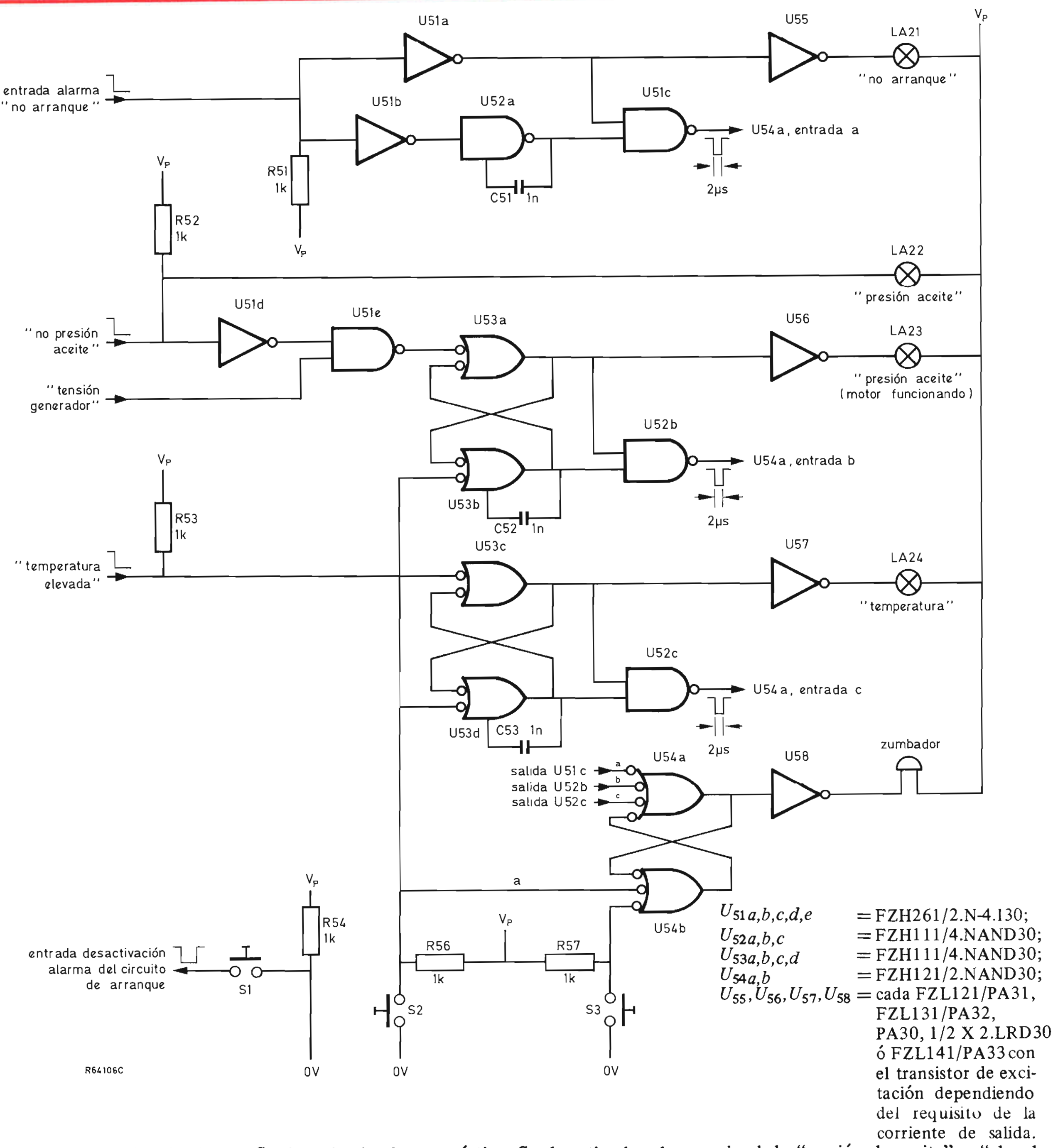


Figura 6. Circuito de alarma. S_3 desactiva la alarma acústica; S_2 desactiva las alarmas visual de "presión de aceite" y "elevada temperatura"; S_1 vuelve a iniciar el procedimiento de arranque del motor diesel.

INTERMITENTES SINCRONOS CON EL CIRCUITO INTEGRADO TCA280A

En este artículo se describen dos tipos de intermitentes estáticos muy sencillos alimentados por la red, que conmutan en sincronismo con ella y aplicables a letreros luminosos.

Introducción

Los intermitentes luminosos alimentados por la red son muy utilizados para propósitos publicitarios. Estos pueden ser simples (encendido y apagado) o dispuestos en un mínimo de tres en secuencia para imitar el efecto de luces en movimiento.

Hasta hace muy poco tiempo, estos dispositivos eran accionados por un sistema de interruptores y levas puestos en movimiento por pequeños motores eléctricos. Más modernamente se utilizan conmutadores estáticos accionados por programadores digitales asíncronos con la red que permiten una programación variable. Estos sistemas tienen el inconveniente de producir interferencias de radiofrecuencia muy molestas.

Los intermitentes que se describen aquí no producen interferencias al funcionar en sincronismo con la red, es decir, conmutan las lámparas en el cruce por cero de la red, con lo que se evitan los transitorios que generan las interferencias. Son muy sencillos y no permiten una programación variable. Se pueden utilizar con cargas resistivas (lámparas de incandescencia) o cargas inductivas (para luminosos tipo neón) con pequeños cambios en el circuito. En el caso de cargas inductivas se producen algunas interferencias de radiofrecuencia, que en ningún caso pueden ser tan fuertes como en un sistema no estático. El circuito se alimenta directamente de la red y se utilizan triacs como elementos conmutadores estáticos.

Descripción

El circuito integrado TCA280A que ha sido descrito en anteriores artículos aparecidos en "Revista Miniwatt" (Vol. 16, N.° 8; Vol. 17, N.° 1), está compuesto por varios circuitos independientes entre sí. Uno de ellos es un amplificador diferencial, cuya función de transferencia se muestra en la figura 1. Este amplificador puede ser conectado como multivibrador astable, figura 2, o como multivibrador monoestable, figura 3. Como dicho amplificador es alimentado con una tensión única obtenida en el mismo circuito integrado, y en ambos montajes es necesaria una alimentación bipolar simétrica, se utiliza un divisor resistivo para obtener el punto medio de referencia respecto al cual la alimentación total de 14,5 V aparece como una alimentación bipolar simétrica de ±7,25 V.

En el circuito multivibrador monoestable, se utiliza la misma red divisora de tensión para obtener la tensión de referencia necesaria.

En las figuras 2 y 3 aparecen las fórmulas que determinan la frecuencia en la primera y el tiempo en la segunda.

Intermitente simple

En la figura 4 se muestra un intermitente simple para un período simétrico de aproximadamente un segundo (tiempo de encendido igual a tiempo de apagado igual a 0,5 segundos) para ser utilizado con lámparas de incandescencia. Durante el período de encendido, el triac es cebado por impulsos coincidentes con el cruce por cero de la tensión de red obtenidos del circuito detector de cruce por cero del circuito integrado. Si la carga aplicada al triac es pequeña, es decir, muy inferior a sus posibilidades, el impulso de cebado (fig. 5) puede haber desaparecido antes de que circule por el triac y la carga una corriente superior a la de captura del triac, con lo cual, la lámpara no se encendería. Para evitarlo, cuando la carga es pequeña se debe utilizar el circuito de la figura 6.

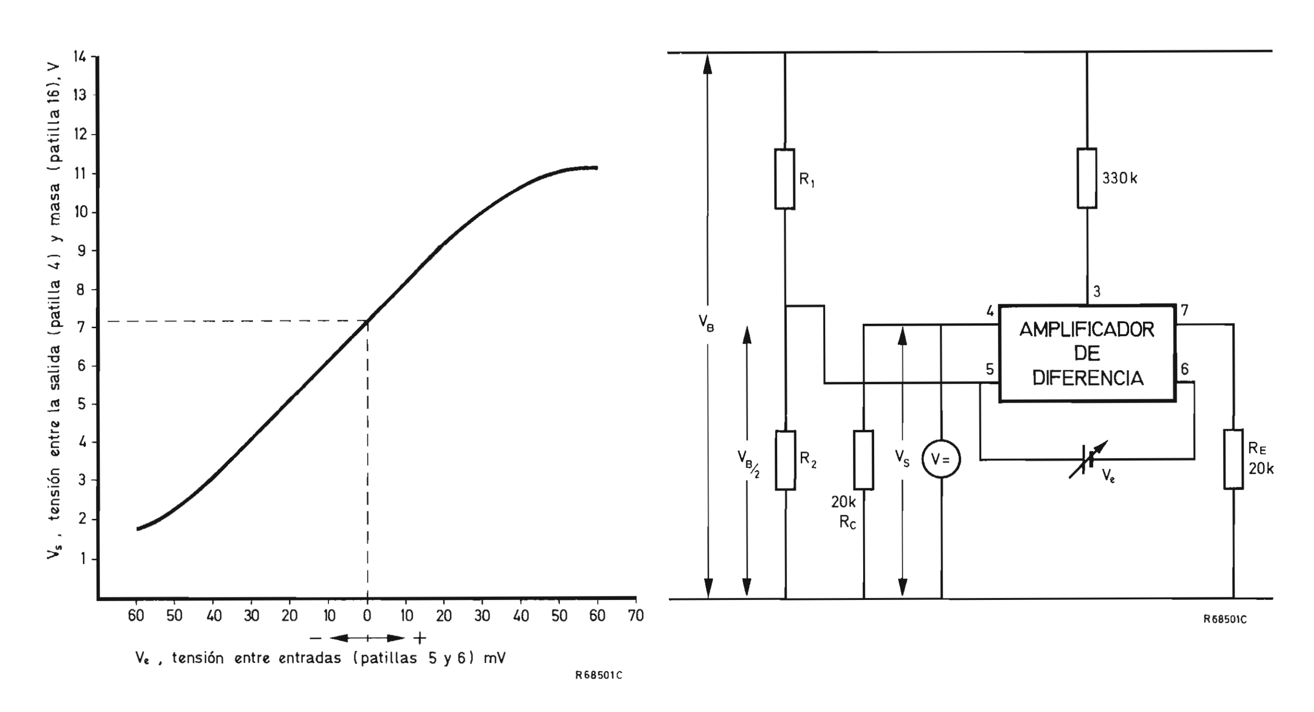


Figura 1. Relación de transferencia del amplificador diferencial del TCA280A.

En este circuito, se incluye un circuito integrado digital C-MOS que recibe los impulsos de cruce por cero y del multivibrador astable, obteniéndose un impulso positivo de duración muy semejante al del multivibrador pero que se inicia en un cruce por cero de la tensión de red, figura 7. Este impulso alimenta la red *RC* del generador de rampa incluido en el circuito TCA280A, que lo transforma en un tren de impulsos de una duración de 10 μs aproximadamente y de una frecuencia de aproximadamente 7 kHz. Estos impulsos amplificados son los que ceban el triac. Con ello se asegura el cebado del triac incluso con cargas ligeras.

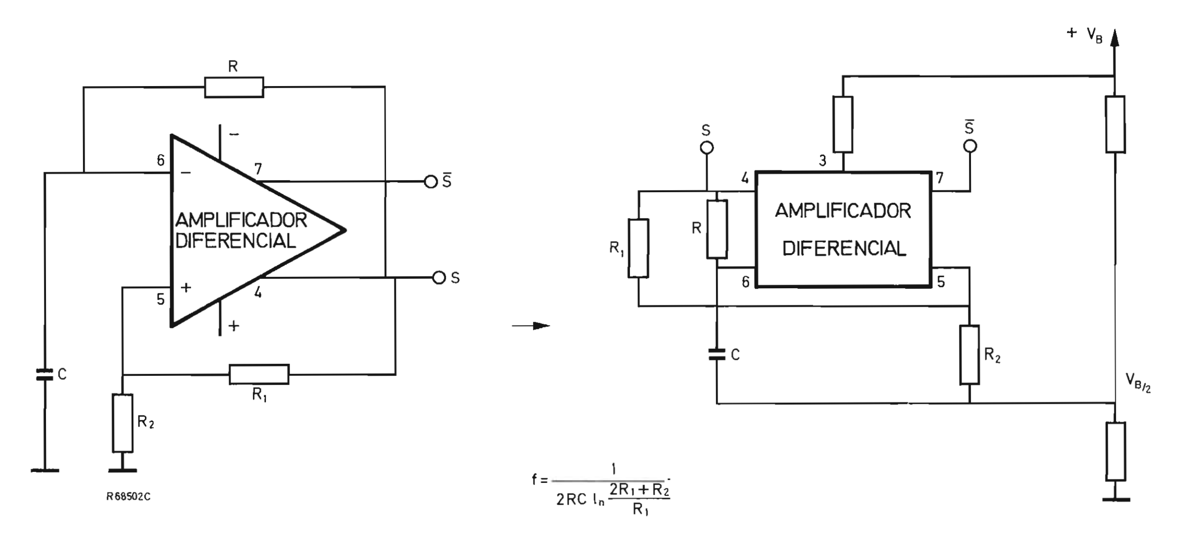


Figura 2. Conexión del amplificador diferencial como multivibrador astable.

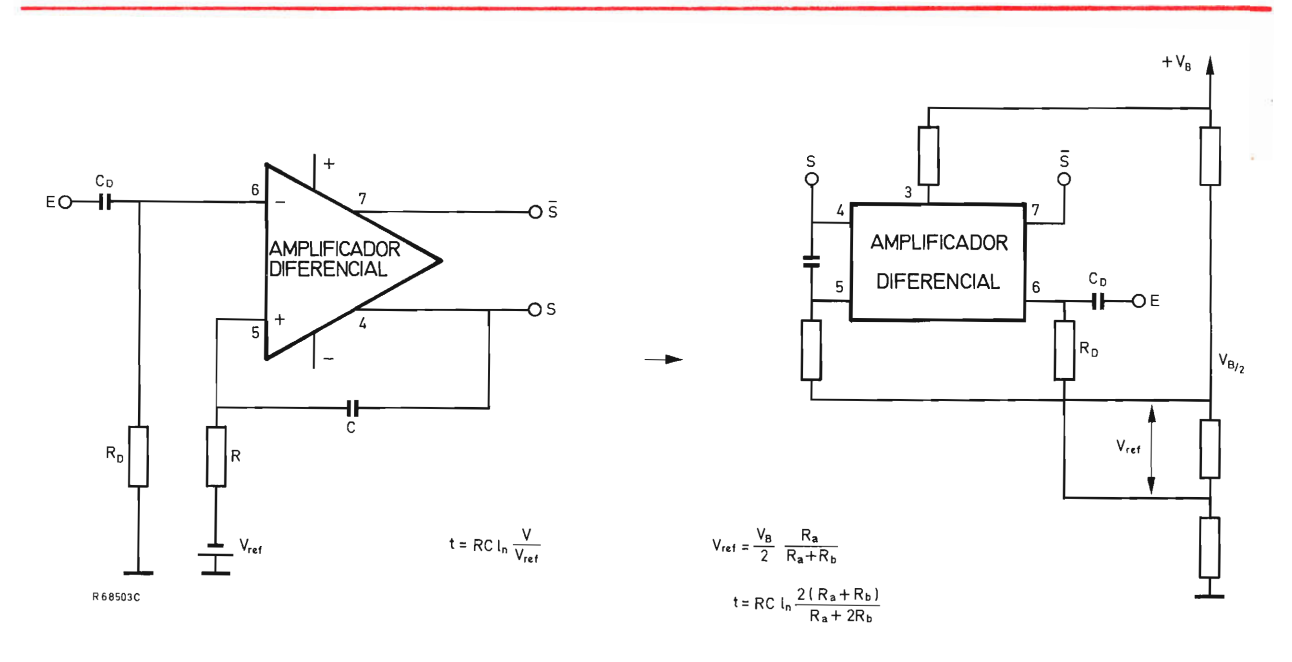


Figura 3. Conexión del amplificador diferencial como multivibrador monoestable.

Si la carga es inductiva, como en el caso de tubos luminosos de alta tensión, se debe utilizar el circuito de la figura 8. En este circuito, el cebado del triac se efectúa en el punto de cruce por cero de la corriente en lugar del de la tensión. Con esto se asegura un cebado seguro con carga inductiva, aunque se producen algunas interferencias de radiofrecuencia. En este caso es obligatorio utilizar una red *RC* en paralelo con el triac.

El circuito puede ser utilizado con tubos fluorescentes de baja tensión si los filamentos de estos son alimentados permanentemente por medio de transformadores con una tensión de alrededor de 6,3 V.

Intermitente de secuencia

Para conseguir el efecto de luces en movimiento en una fila de lámparas, hay que agruparlas alternadas en tres grupos por lo menos. Si solamente están encendidas simultáneamente las lámparas de un grupo, y la secuencia avanza, el efecto es de una luz que avanza. Si por el contrario, están encendidos todos los grupos de lámparas menos uno, el efecto es el avance de la falta de luz en sentido contrario al caso anterior. Aunque con sólo tres lámparas el efecto es un poco pobre en comparación con cuatro o más grupos, la utilización de tres o seis grupos tiene la ventaja de que cada grupo puede ser alimentado por una fase distinta en conexión trifásica en estrella con neutro.

El sistema está compuesto por un anillo de multivibradores monoestables de idéntico tiempo (fig. 9). Para que el sistema oscile, es decir, para que se transfiera un impulso de un monoestable a otro, es necesario que uno de ellos inicie un ciclo, ya que la posición de todos los multivibradores en reposo es estable. Por esto, una de las unidades excitadoras de un grupo de lámparas inclu-

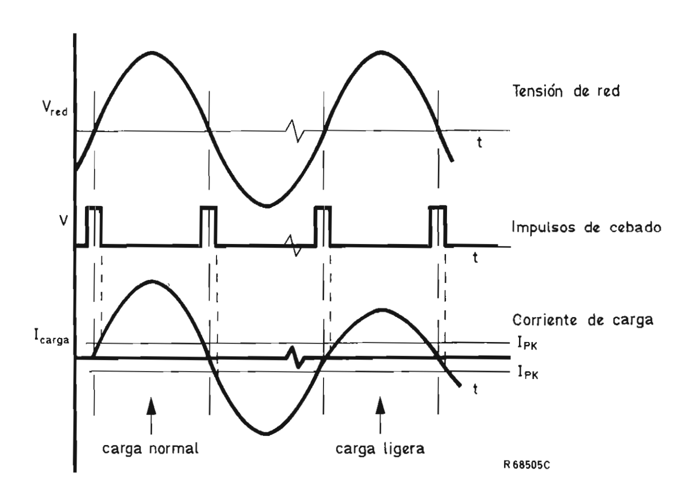


Figura 5. Impulsos de cebado con carga normal y carga ligera. Obsérvese que en el segundo caso el impulso desaparece antes de que la corriente de carga alcance I_{pk}.

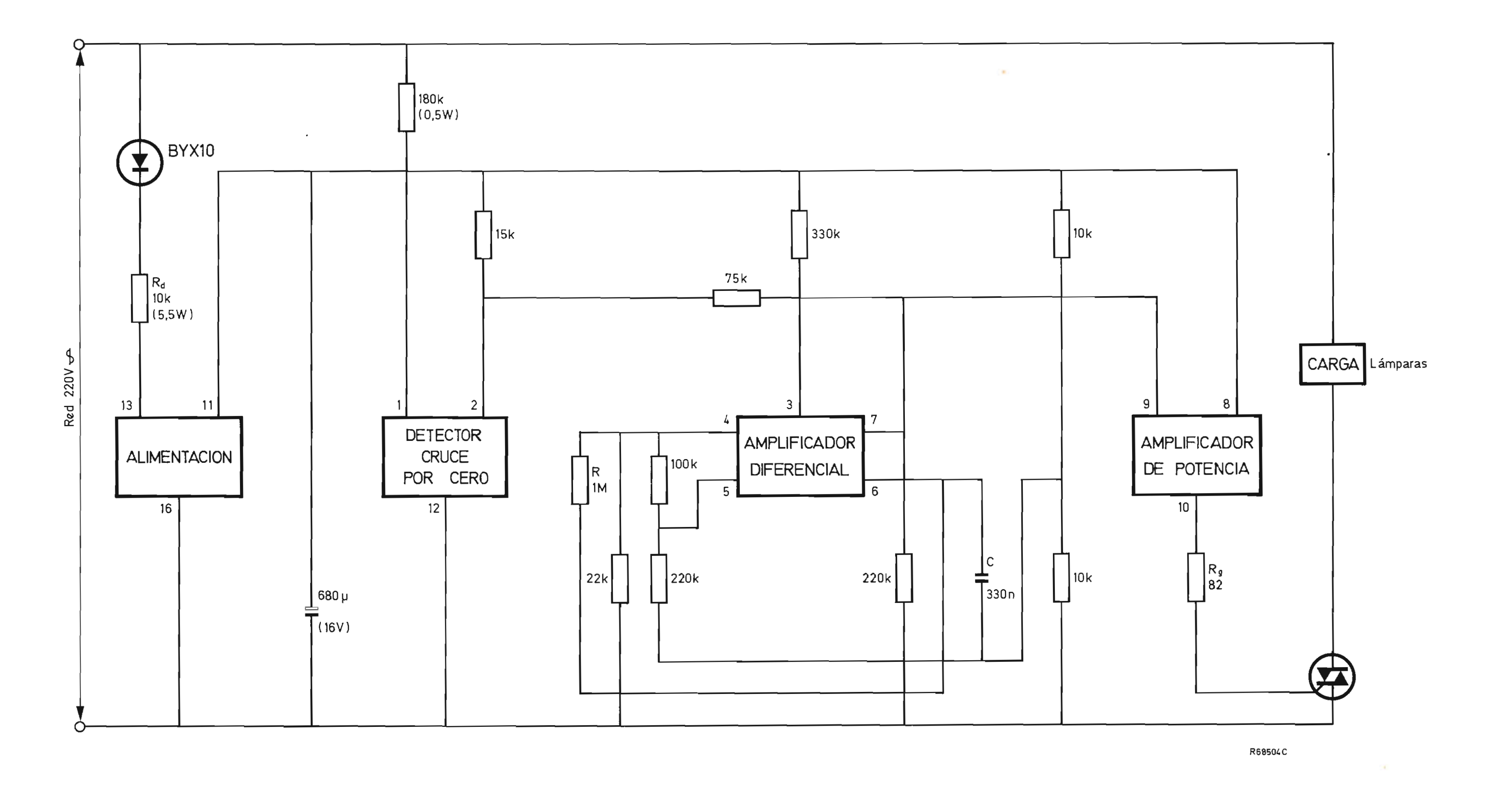


Figura 4. Intermitente simple para carga resistiva; T ≈ 1 segundo.

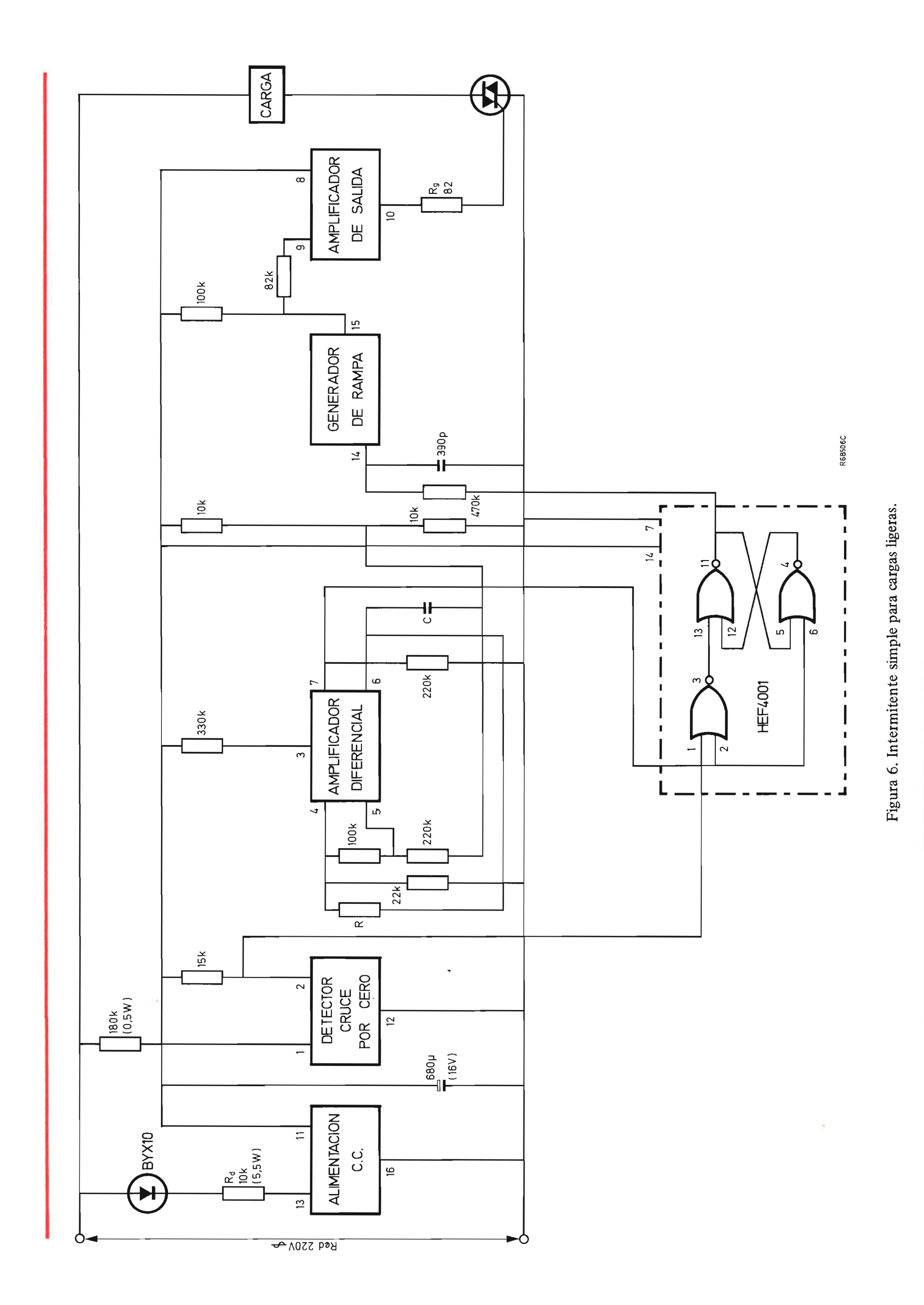


Figura 6. Intermitente simple para cargas ligeras.

ye circuitos que provocan el arranque si detecta que todos están inactivos. Esta unidad que podríamos llamar "maestra" es diferente a las otras que actúan como "esclavas".

En la unidad "maestra" (fig. 10) se utiliza el generador de rampa, que incluye el circuito integrado TCA280A, como oscilador que se pone en funcionamiento si una puerta "Y", realizada por un transistor según la técnica RTL, detecta que todos los multivibradores están en reposo. Este oscilador entrega una señal a la unidad "maestra", con lo que el ciclo se inicia.

Las unidades "esclavas" (fig. 11), aparte de entrelazarse en secuencia entre sí y con la unidad "maestra", entregan a la unidad "maestra" la señal de su estado para la puerta "Y" que condiciona el arranque.

Si el sistema es trifásico (fig. 12), las alimentaciones de los tres circuitos (patilla 11) se unen entre sí, con lo cual la alimentación es mejor y puede utilizarse un solo condensador de filtro o bien tres de capacidad más reducida en paralelo (uno en cada unidad). Con carga ligera se puede producir el mismo efecto que en el caso de intermitente simple. No se puede utilizar el circuito propuesto, ya que en este caso en la unidad "maestra" se utiliza el generador en rampa para el arranque. No obstante, como este sistema se utiliza con una fila de lámparas, el problema raramente se planteará.

El circuito de la figura 12 produce el avance de la lámpara encendida estando el resto apagadas. El circuito de la figura 13 produce el efecto contrario.

Si la carga es inductiva se utilizan los circuitos de las figuras 14 y 15 de avance de luz y de no luz respectivamente, siguiendo la misma técnica que en multivibrador simple.

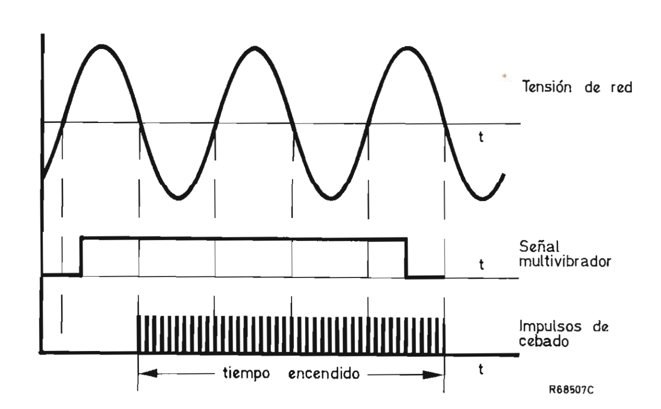


Figura 7. Impulsos de cebado múltiples del circuito de la figura 6.

En todos los circuitos descritos, la resistencia en serie con la puerta del triac (R_g) es función de su sensibilidad de puerta. Una disminución de R_g da lugar a un mayor consumo, por lo cual, la resistencia R_d debe ser menor y más potente. Los circuitos están previstos para una tensión de red de 220/380 V. Para redes de 27/220 V, R_d toma valores aproximadamente iguales a los citados.

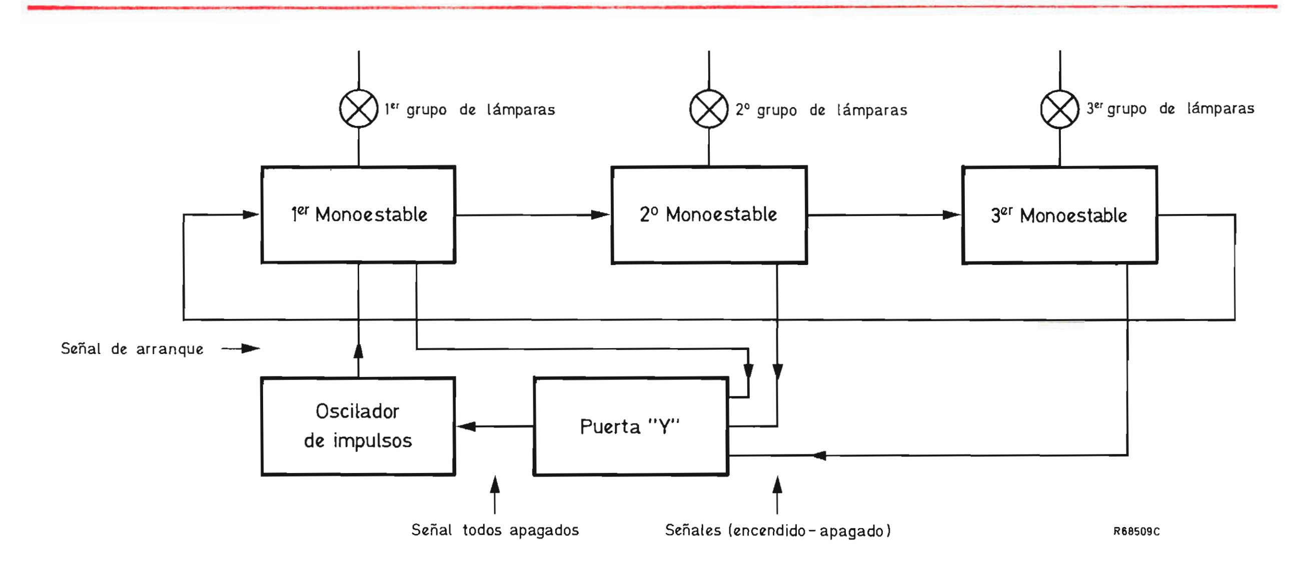


Figura 9. Sistema de "luces en movimiento" formado por un anillo de multivibradores monoestables y un circuito de arranque.

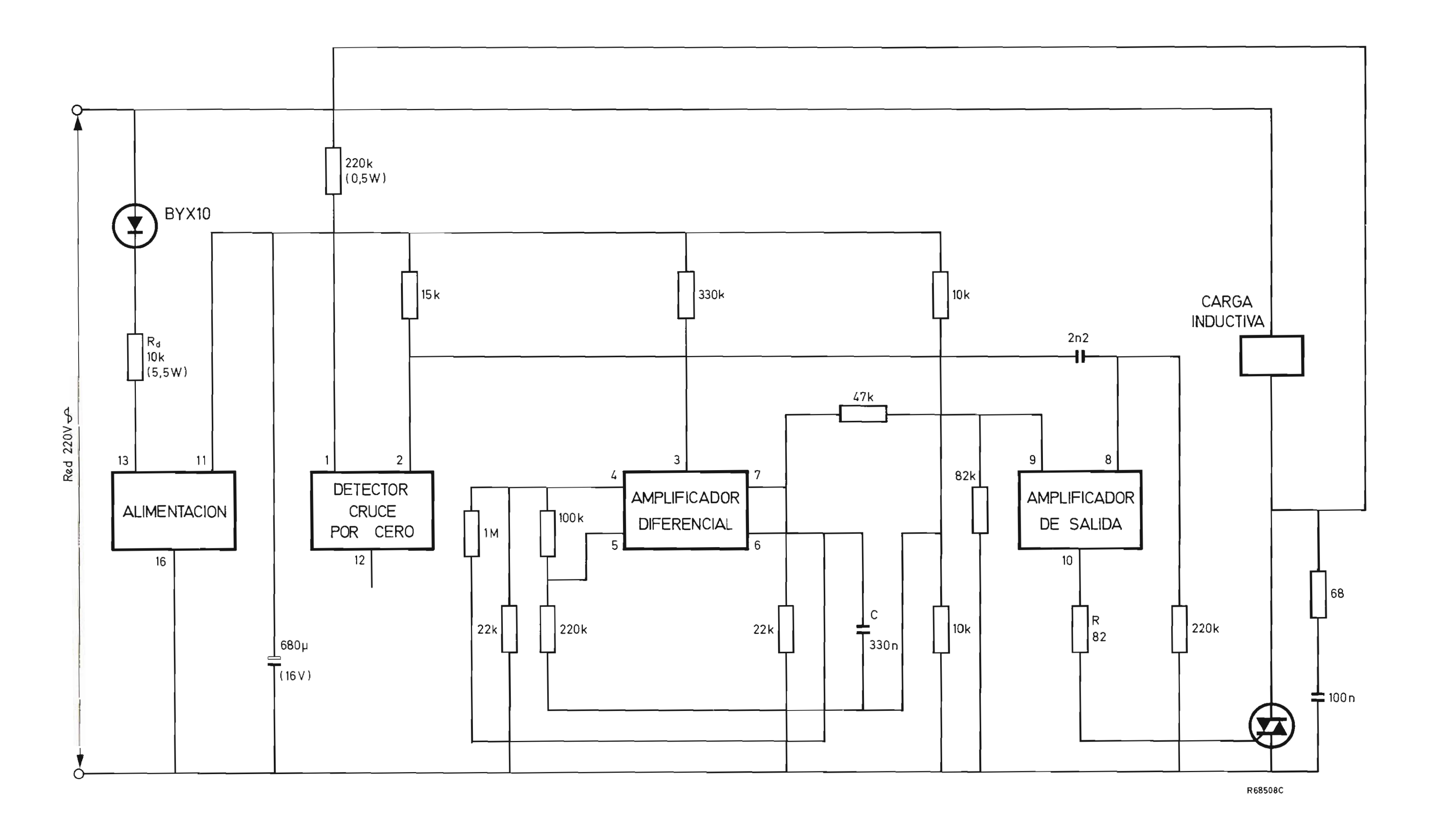


Figura 8. Intermitente simple para carga inductiva; T ≈ 1 segundo.

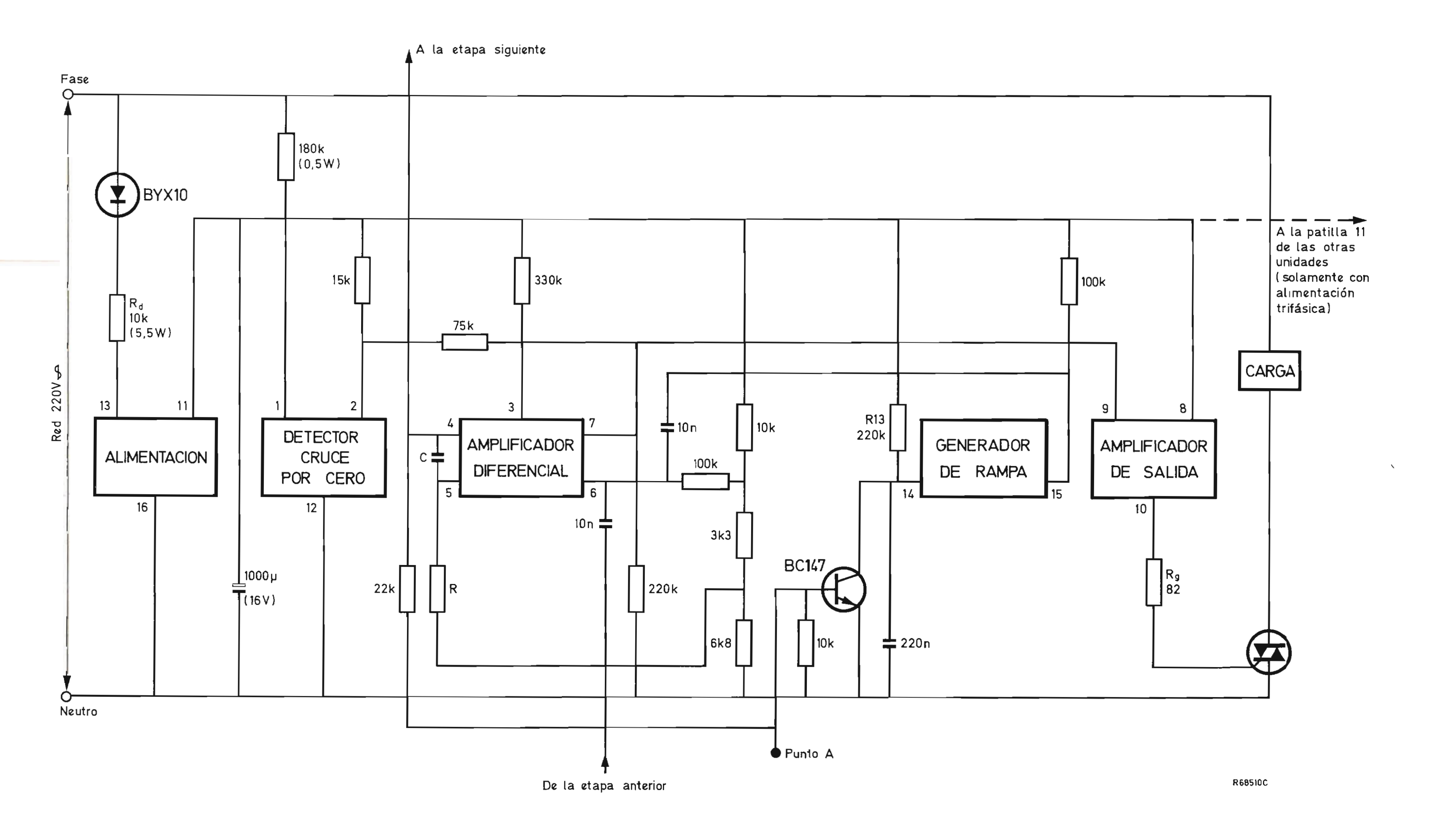


Figura 10. Unidad "maestra" del sistema de luces en movimiento.

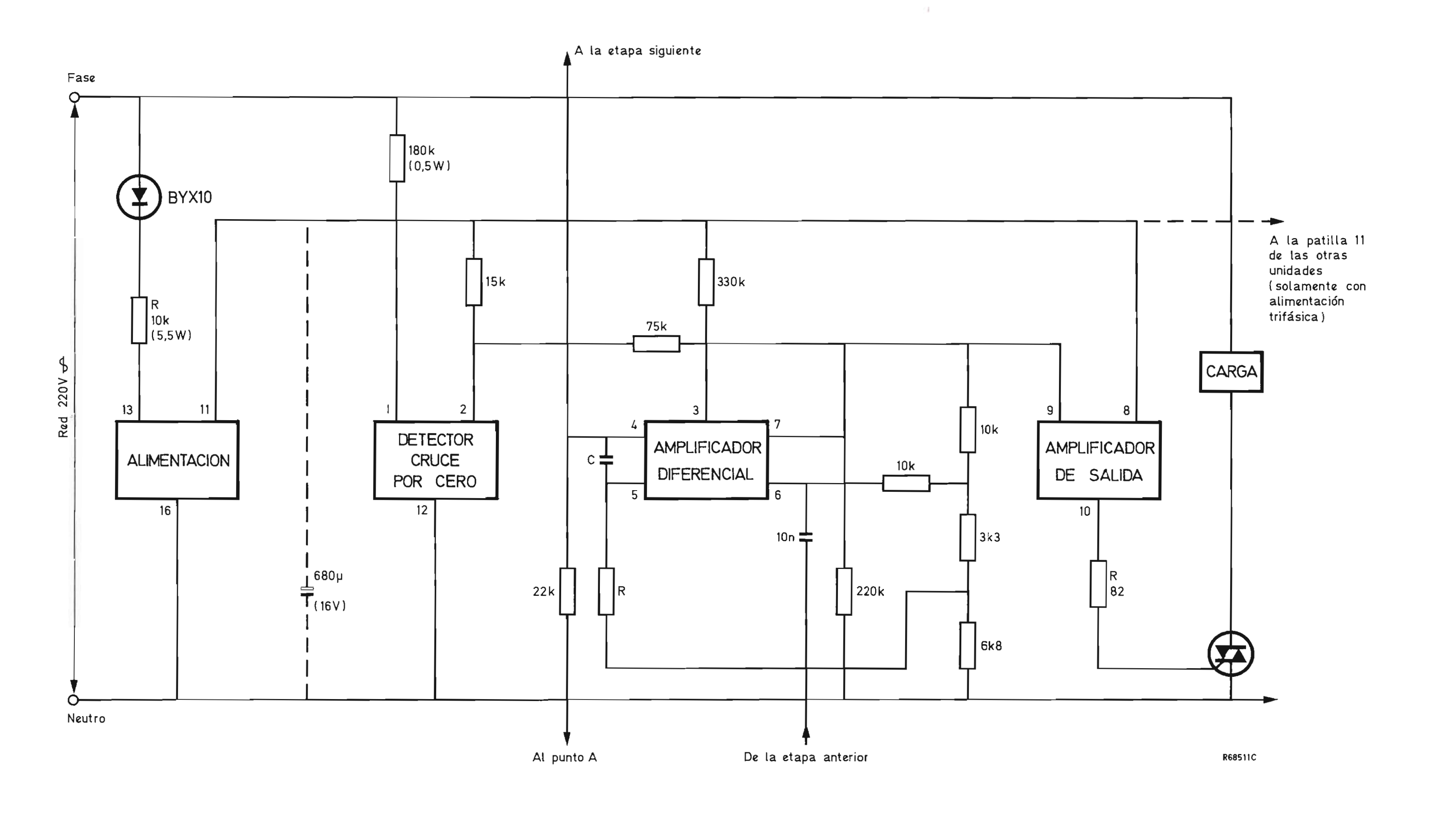


Figura 11. Unidad "esclava" del sistema de luces en movimiento.

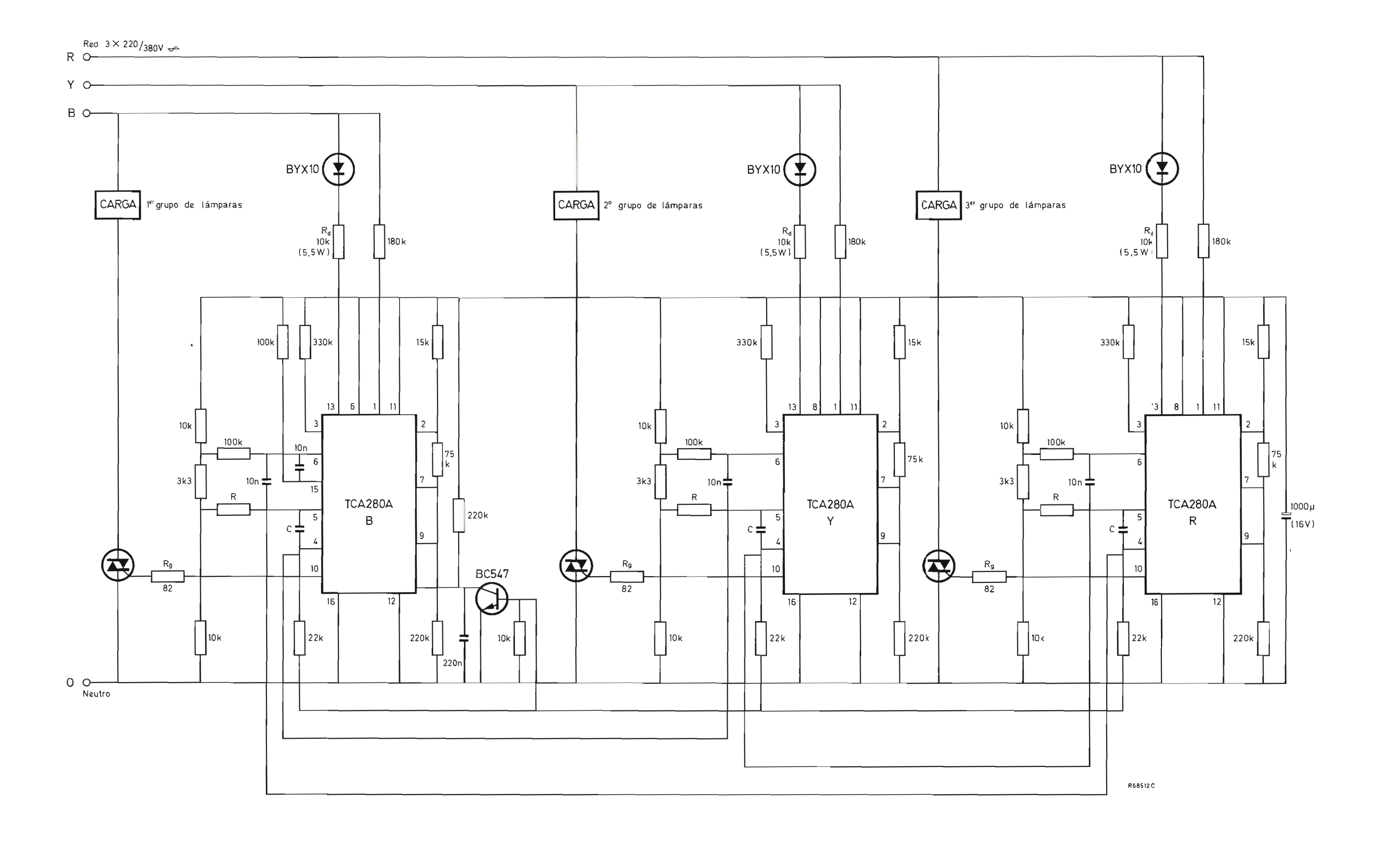


Figura 12. Sistema trifásico de luces en movimiento para carga resistiva en el que la luz avanza.

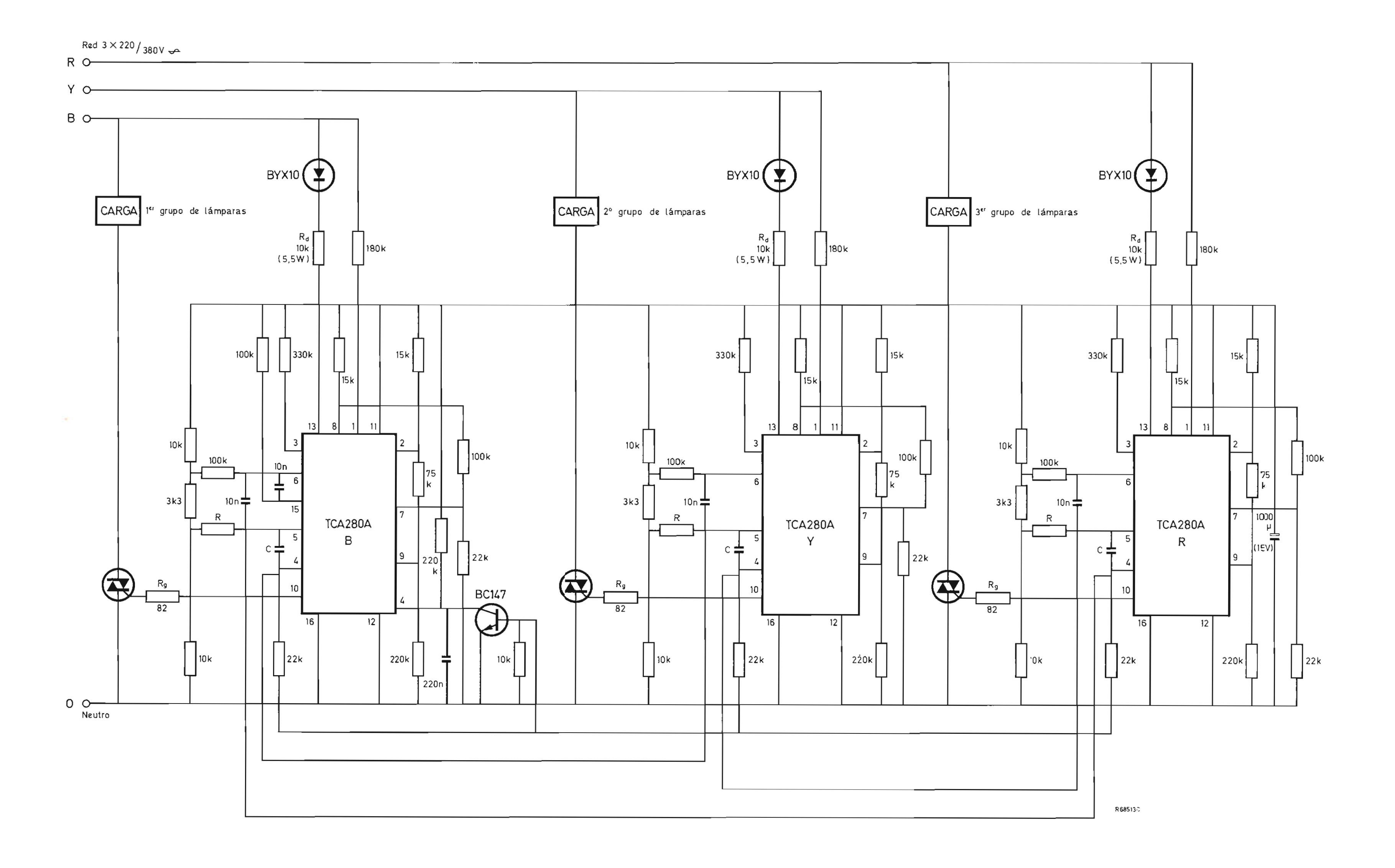


Figura 13. Sistema trifásico de luces en movimiento para carga resistiva, en el que avanza la falta de luz.

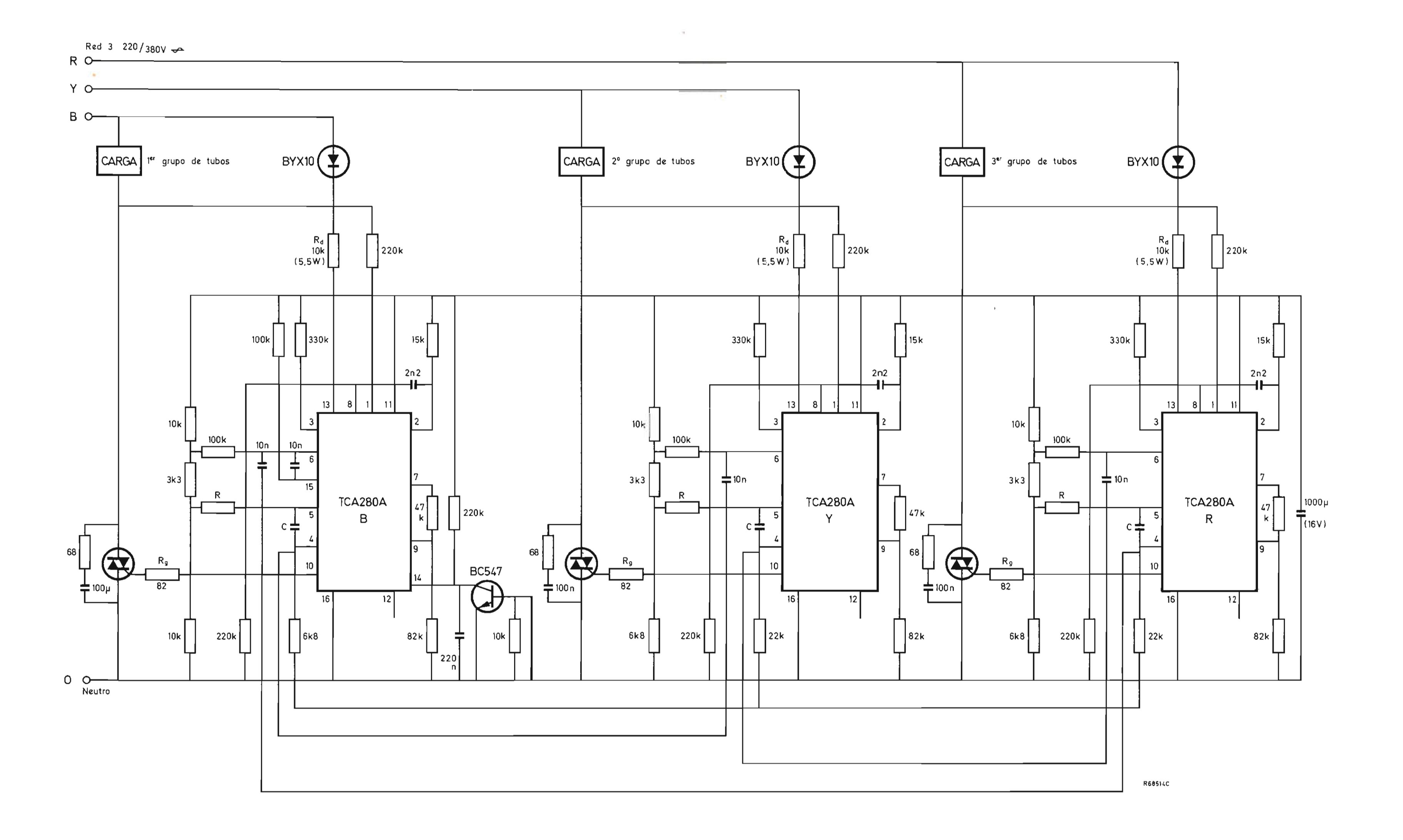


Figura 14. Sistema trifásico de luces en movimiento para carga inductiva, en el que la luz avanza.

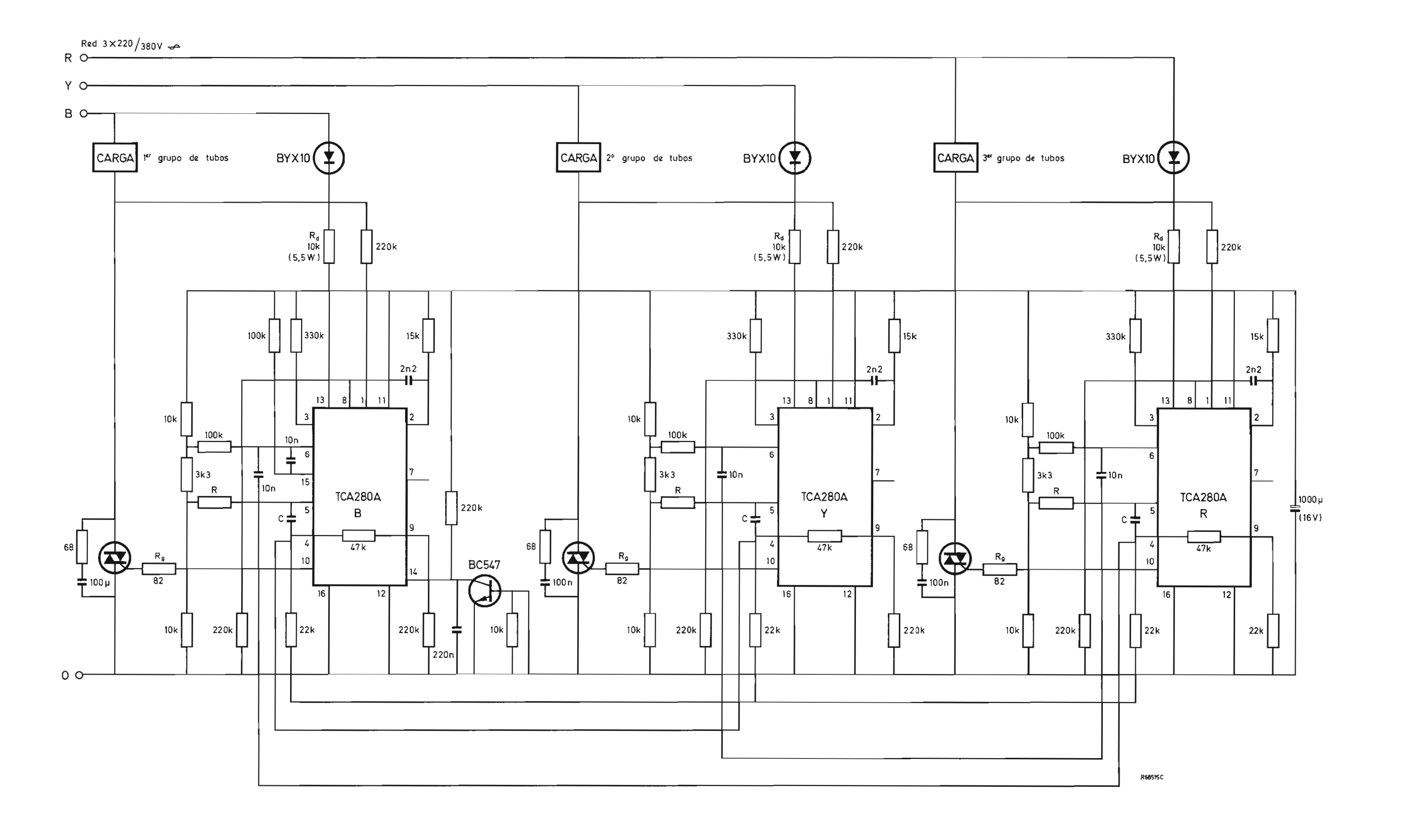
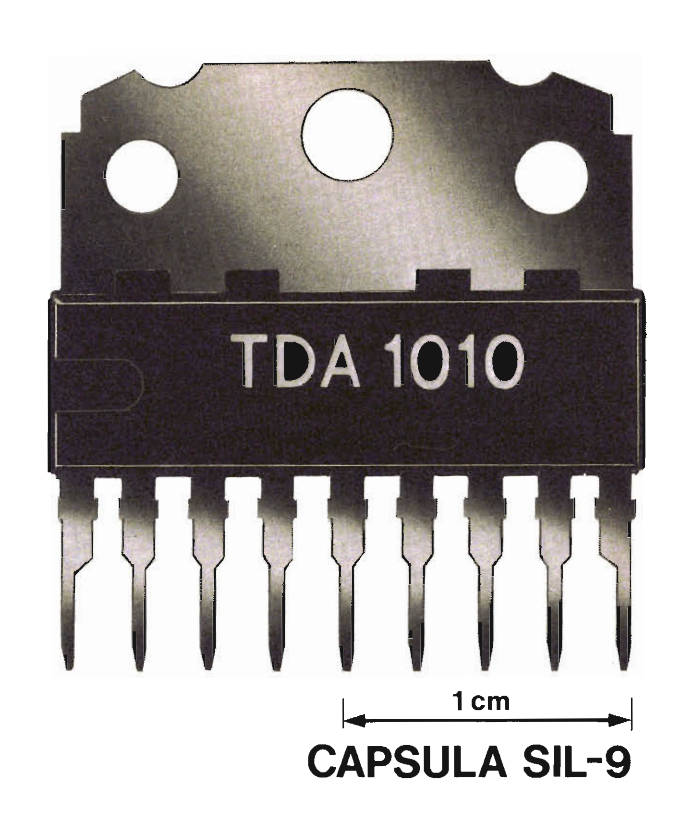


Figura 15. Sistema trifásico de luces en movimiento para carga inductiva en el que avanza la falta de luz.

circuitos integrados de potencia



CAPSULA SIL-9

y más tipos en desarrollo para potencias de hasta 20 W con el nuevo encapsulado SIL-9

	TENSION ALIMENTACION (V)	POTENCIA SALIDA (DIST. 10%)			RESPUESTA EN FRECUENCIAS (—3dB)	OBSERVACIONES	CAPSULA
		Po (W)	Vs (V)	RL (Ω)			
TCA760	10 (14Vp)	1,1	9	8	75Hz a 18kHz	(1)	DIL-16
TCA160B	14 (18Vp)	1,2	9	8	60Hz a 20kHz	(1)	DIL-16
TCA160C	14 (18Vp)	2,6	14	8	60Hz a 20kHz	(1)	DIL-16
TDA1004	9 a 20	3 6 9	14 14 14	8 4 2	40Hz a 15kHz	Suministra una corriente filtrada para alimentación de otros circuitos (<150mA) (1) (2)	DIL-16
TDA2610	**12 a 35**	**4** **7**	**25**	**15**	**15kHz**	**Para TV (consumo constante). Puede ser alimentado a partir del transformador de salida de líneas**	**DIL-16**
TDA2611	**6 a 35**	**5,5**	**25**	**15**	**15kHz**	**(2)**	**SIL-9**
TDA1009	**5 a 24**	**2 x 3,4** **2 x 6**	**16** **16**	**8** **4**	**15kHz**	**Para estéreo. Separación entre canales 42 dB. (1) (2)**	**DIL-16**
TDA1010	**20 (24Vp)**	**6**	**14**	**4**	**15kHz**	**(1) (2)**	**SIL-9**

(1) Protección contra cortocircuitos en la carga
(2) Protección térmica del cristal

A-247

CONVERTIDOR DIRECTO DOBLE

En este artículo se describe el convertidor directo doble que está formado por dos convertidores directos en paralelo conmutados alternativamente con el fin de doblar la potencia en la carga. En "Revista Miniwatt" Vol. 15, N.º 2 se dió una descripción detallada del convertidor directo en fuentes de alimentación conmutadas.

Funcionamiento del circuito

La figura 1 muestra el circuito del convertidor directo doble y la figura 2 sus formas de onda. El circuito consta de dos convertidores directos en paralelo, con el diodo de efecto de volante D_2 y el filtro de salida $L_0 C_0$ en común. Como en el caso de un convertidor en contrafase, los transistores TR_{1a} y TR_{1b} pasan a conducción en semiciclos alternados, de modo que la frecuencia de ondulación de la corriente del choque es doble. Sin embargo, tiene algunas ventajas sobre el circuito en contrafase:

- No hay interacción entre la corriente magnetizante y la corriente de carga para cargas pequeñas.
- No es susceptible a asimetrías en la excitación de la base del transistor y en la tolerancia del tiempo de almacenamiento; esta susceptibilidad reduce considerablemente las ventajas del convertidor en contrafase.

Comparando con el convertidor directo, este circuito tiene:

- Menor ondulación de rizado de salida debido a que la frecuencia de conmutación es el doble.
- Un tiempo de respuesta más rápido a variaciones de la carga; si la corriente de carga aumenta, se bombeará energía hacia la autoinducción de choque dos veces por período del convertidor para aumentar la corriente continua de la autoinducción de choque al nuevo nivel de la corriente de salida; en el convertidor directo esto ocurrirá sólo una vez por período del convertidor.

Como en el convertidor directo, existen dos condiciones de funcionamiento, con la corriente de la autoinducción de choque no interrumpida e interrumpida; la condición límite se presenta para I_0 igual a I_{0b} (figura 2, forma de onda i_L). Por analogía con el caso de convertidor simple, se aplican las siguientes ecuaciones.

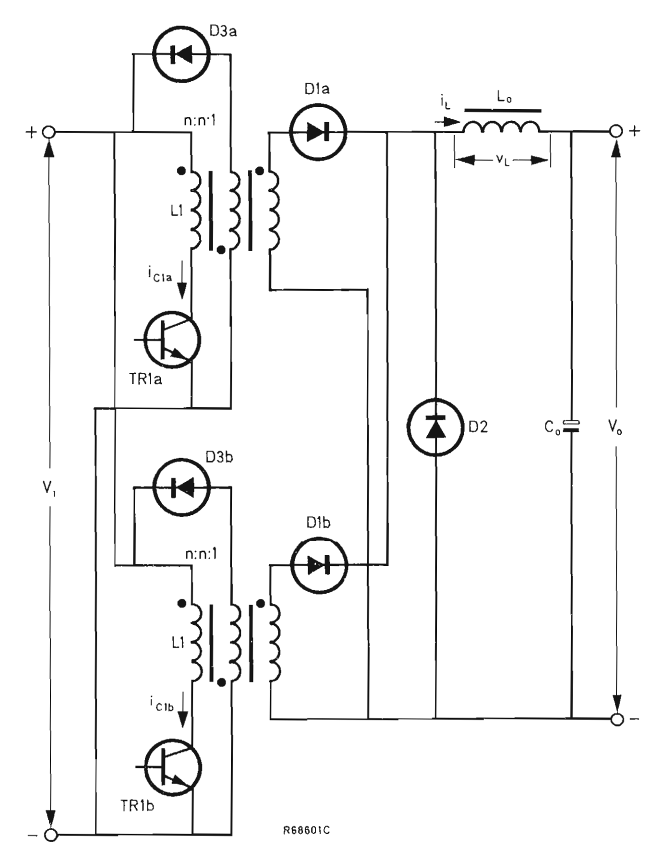


Figura 1. Circuito del convertidor directo doble.

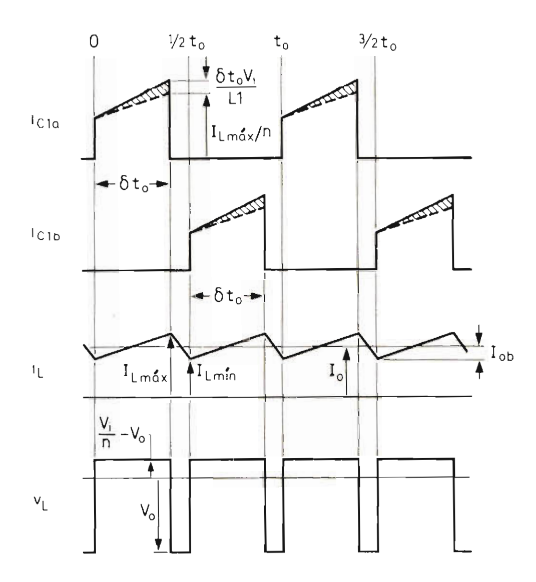


Figura 2. Formas de onda del convertidor directo doble. La corriente magnetizante se muestra sombreada en las formas de onda i_{C1a} e i_{C1b} . I_{ob} es la corriente límite de salida. Las formas de onda de la tensión de colector son idénticas a las del convertidor directo.

Corriente de la autoinducción de choque no interrumpida y caso límite

$$V_o = 2\delta V_i/n. \quad (1)$$

$$V_N = 2\delta. \quad (2)$$

$$I_o = ½(I_{Lmáx} + I_{Lmín}) = I_{Lmáx} - I_{ob}$$

$$= I_{Lmín} + I_{ob} \quad (3)$$

(véase la forma de onda i_L de la figura 2).

$$I_{m1\,máx} = \delta t_o V_i/L_1. \quad (4)$$

$$I_{Cmáx} = (I_{Lmáx}/n) + (\delta t_o V_i/L_1) \quad (5)$$

(véase la forma de onda i_C de la figura 2).

$$I_{Lmáx} = I_o + I_{ob}, \quad (6)$$

donde

$$I_{ob} = \frac{\delta}{2}(1 - 2\delta)\frac{V_i t_o}{n L_o}. \quad (7)$$

$$V_{CEmáx} = 2V_i. \quad (8)$$

Corriente de la autoinducción de choque interrumpida

$$V_N = \delta^2/(I_N + \delta^2), \quad (9)$$

donde

$$I_N = \frac{n I_{ob} L_o}{V_i t_o} = \frac{\delta}{2}(1 - 2\delta). \quad (10)$$

La figura 3 es la gráfica normalizada de las ecuaciones (2) y (9). El valor límite I_{Nb} es más bajo que para el convertidor directo debido a la menor corriente de ondulación de la autoinducción de choque.

Asimetría del circuito

Debido a que la excitación de base en un circuito práctico no es totalmente simétrica, habrá cierta desviación en relación con el comportamiento teórico definido por las anteriores ecuaciones:

- El transistor TR_{1b} de la figura 1 no empieza a conducir en $t_0/2$ como se sugiere por las formas de onda ideales de la figura 2 sino $\Delta_1 t_0$ segundos antes o después.
- El período de conducción de TR_{1b} difiere $\Delta_2 \delta t_0$ segundos del del TR_{1a}.

El desplazamiento del período de conducción del

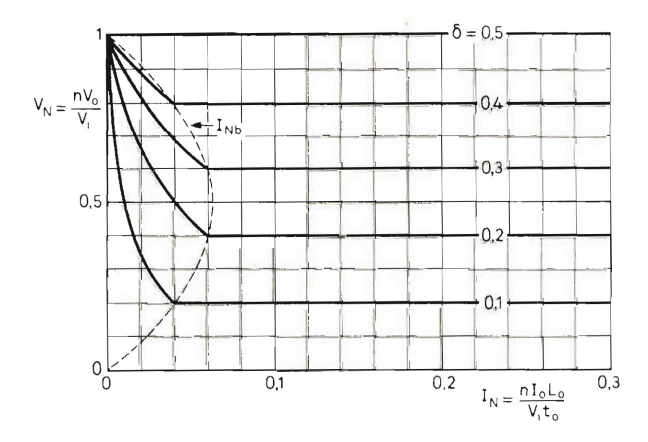


Figura 3. Tensión de salida normalizada V_N en función de la corriente de salida normalizada I_N para el convertidor directo doble. La curva a trazos es el límite entre la corriente de choque no interrumpida (área de la derecha) y la corriente de choque interrumpida (área de la izquierda). Se supone un convertidor ideal, sin pérdidas.

Tabla 1. *Expresiones para el convertidor directo y directo doble.*

	convertidor directo	*convertidor directo doble*
circuito	I tipo de un sólo transistor; II tipo de dos transistores	
curvas de salida		
corriente choque		
corriente de ondulación I_{Lr}, y factor p	$I_{Lr} = I_{ob}$ $\mathcal{E} = \frac{L_o}{L_{o\,mín}}$ $p = \frac{I_{m1\,máx(tr)}}{I_{o\,nom}/n}$	$I_{Lr} = I_{ob}$ $\mathcal{E} = \frac{L_o}{L_{o\,mín}}$ $p = \frac{I_{m1\,máx(tr)}}{I_{o\,nom}/n}$
$L_{o\ mín}$	$\frac{(V_o + V_F + I_{o\,nom} R_o)(1 - \delta_{mín})t_o}{2I_{o\,nom}}$	$\frac{(V_o + V_F + I_{o\,nom} R_o)(1 - 2\delta_{mín})t_o}{4I_{o\,nom}}$
tensión de salida	$V_N = \delta$ para $I_N \geqslant I_{Nb}$ $V_N = \delta^2/(2I_N + \delta^2)$ para $I_N \leqslant I_{Nb}$	$V_N = 2\delta$ para $I_N \geqslant I_{Nb}$ $V_N = \delta^2/(I_N + \delta^2)$ para $I_N \leqslant I_{Nb}$
condición límite ($I_N = I_{Nb}$)	$I_{ob} = \frac{\delta}{2}(1 - \delta)\left(\frac{V_i t_o}{nL_o}\right)$	$I_{ob} = \frac{\delta}{2}(1 - 2\delta)\left(\frac{V_i t_o}{nL_o}\right)$
I_o	$I_{Lmín} + I_{ob}$ $I_{Lmáx} - I_{ob}$ $½(I_{Lmáx} + I_{Lmín})$.	$I_{Lmín} + I_{ob}$ $I_{Lmáx} - I_{ob}$ $½(I_{Lmáx} + I_{Lmín})$
$I_{L\ máx}$	$I_o + I_{ob}$	$I_o + I_{ob}$
$I_{L\ mín}$	$I_o - I_{ob}$	$I_o - I_{ob}$
I_i	$\frac{\delta I_o}{n}$	$\frac{2\delta I_o}{n}$
$I_{m1\ máx(tr)}$*	$p\left(\frac{I_{o\,nom}}{n}\right)$	$p\left(\frac{I_{o\,nom}}{n}\right)$
$I_{C\ máx} \approx$	$\frac{I_{o\,nom}}{n}\left\{1 + \mathcal{E} + \frac{1}{p}\right\}$	$\frac{I_{o\,nom}}{n}\left\{1 + \mathcal{E} + \frac{1}{p}\right\}$
$V_{GE\ máx}$	$2V_i$ en circuito I ; V_i en circuito II	$2V_i$
$I_{co\ rms}$	$\approx 0{,}6 I_{ob}$	$\approx 0{,}6 I_{ob}$

*Debido a un aumento brusco de la carga.

transistor (variación de Δ_1) no tiene efecto sobre V_0. Se puede demostrar que:

$$V_o = (2\delta + \Delta_2)V_i/n. \qquad (11)$$

La corriente de ondulación pico a pico de la autoinducción de choque (denominada $2I_{Lr}$ como en el caso simétrico) es igual a:

$$2I_{Lr} \approx \delta\,(1 - 2\delta + 2\Delta_1)\,\frac{V_i t_o}{nL_o}. \qquad (12)$$

Una asimetría del 5% (Δ_1 y Δ_2 5% de δ) da lugar a una desviación de un 3% en V_0 (que se puede compensar fácilmente mediante el sistema de control de lazo cerrado) y de un 10% en la corriente de ondulación pico a pico de la autoinducción de choque. Esto afectará mucho al rendimiento del circuito.

Tabla de ecuaciones del convertidor

En la tabla 1 se dan las ecuaciones del convertidor directo simple y directo doble. Las fórmulas para la tensión de salida se deducen de la expresión para V_N que se da en ordenadas del gráfico. Para el convertidor *directo* se tiene:

$$V_o = \delta V_i/n \quad \text{para} \quad I_o \geqslant I_{ob}, \qquad (13a)$$

$$V_o = \frac{(\delta V_i)^2}{\{(2n^2 L_o I_o)/t_o\} + V_i\delta^2 n} \quad \text{para} \quad I_o \leqslant I_{ob}, \qquad (13b)$$

donde

$$I_{ob} = \frac{\delta}{2}(1 - \delta)\,\frac{V_i t_o}{nL_o}. \qquad (14)$$

De forma similar, para el convertidor *directo doble:*

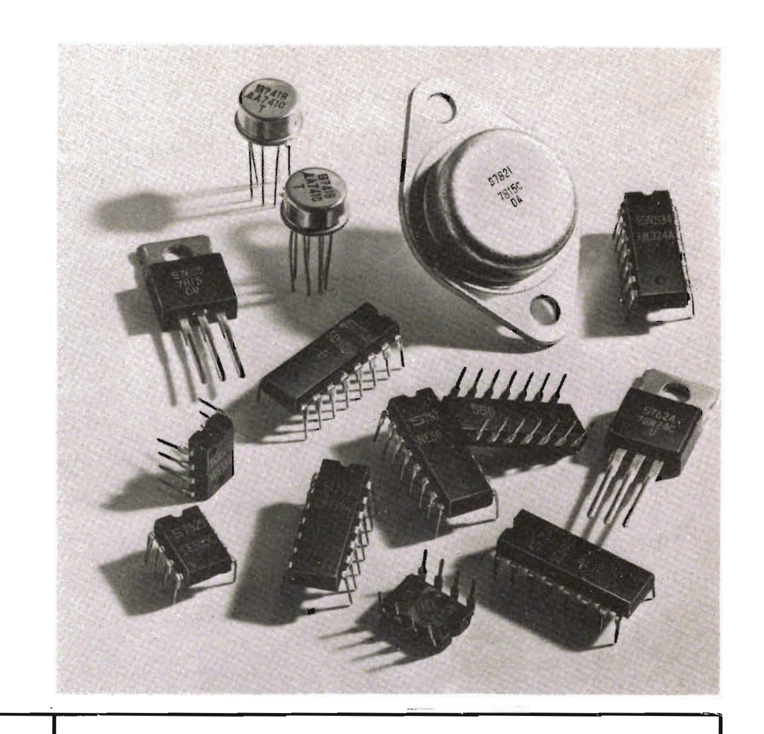
$$V_o = 2\delta V_i/n \quad \text{para} \quad I_o \geqslant I_{ob}, \qquad (15a)$$

$$V_o = \frac{(\delta V_i)^2}{\{(n^2 L_o I_o)/t_o\} + V_i\delta^2 n} \quad \text{para} \quad I_o \leqslant I_{ob} \qquad (15b)$$

donde

$$I_{ob} = \frac{\delta}{2}(1 - 2\delta)\,\frac{V_i t_o}{nL_o}. \qquad (16)$$

Circuitos integrados analógicos



AMPLIFICADORES OPERACIONALES

NE/SE531	Rápido
NE/SE532	Doble
NE/SE535	Rápido
NE/SU536	Entradas con FET
NE/SE538	Ultra-rápido sub-compensado
MC1456/1556	Alta calidad
MC1458/1558	Doble
µA709/709C	Aplicaciones generales
µA740/740C	Entradas con FET
µA741/741C	Aplicaciones generales
µA747/747C	Doble
µA748/748C	Aplicaciones generales
LM101/201	Alta calidad
LM101A/201A/301A	Alta calidad
LM107/207/307	Aplicaciones generales
LM108/208/308	Precisión
LM108A/208A/308A	Precisión
LM124/224/324	Cuádruple
LM158/258/358	Doble
TDA4250	Programable
TBA221D	µA741 menor ruido (Flat-pack)
TCA220	Triple
TCA410A/B	Seguidor
TCA520B/TCA680B	Rápidos
TDA1034	Bajo ruido

CONMUTADORES ANALOGICOS

SD5000/5001/5200	Conmutador cuádruple, 20/10/30V
SD5100/5101	Multiplexor cuádruple, 30/10V
SD5300	Conmutador de cruce 8 x 2

P.L.L. (Phase Locked Loops)

NE/SE560/561/562	Alta frecuencia
NE/SE564	Decodificador de modulación de fase
NE/SE565	Aplicaciones generales
NE/SE566	Generador de función
NE/SE567	Decodificador de tono

COMPARADORES

NE521/522	Doble ultra-rápido. Ampl. de lectura
NE/SE526	De tensión
NE/SE527/529	De tensión rápido
µA710/710C	Diferencial
µA711/711C	Aplicación general
LM111/211/311	Alimentación única 0-5V
LM119/219/319	Doble. Alimentación única 0-5V
LM139/239/339	Cuádruple. Alimentación única 0-5V
LM139A/239A/339A	Cuádruple (más precisión que el anterior)
MC3302	Cuádruple

REGULADORES DE TENSION

7805/06/08/12/14/15/18/24	Tensión pos. fija; 1A Entrada máx. 40V
78M05/06/08/12/15/20/24	Tensión pos. fija; 0,5A Entrada máx. 40V
78L2,6/5/6,2/12/15	Tensión pos. fija; 0,1A
78HV05/06/08/12/14/15/18/24	Tensión pos. fija; 1A Entrada máx. 60V
78MHV 05/06/08/12/15/20/24	Tensión pos. fija; 0,5A Entrada máx. 60V
78G	Tensión pos. ajustable; 1A
78MG	Tensión pos. ajustable; 0,5A
7905/5,2/06/08/12/15/18/24	Tensión neg. fija; 1A
79M05/06/08/12/15/20/24	Tensión neg. fija; 0,5A
79G	Tensión neg. ajustable; 1A
79MG	Tensión neg. ajustable; 0,5A
NE/SE550	Precisión
µA723/723C	Precisión
NE551	Tensión pos. y neg. fija
LM109/209/309	Tensión positiva 5V, 1A

TEMPORIZADORES

NE/SE555	Aplicaciones generales
NE/SE556	Doble
NE/SE558	Cuádruple
NE/SE559	Cuádruple

SINTEX A 317

Circuitos integrados para TV color

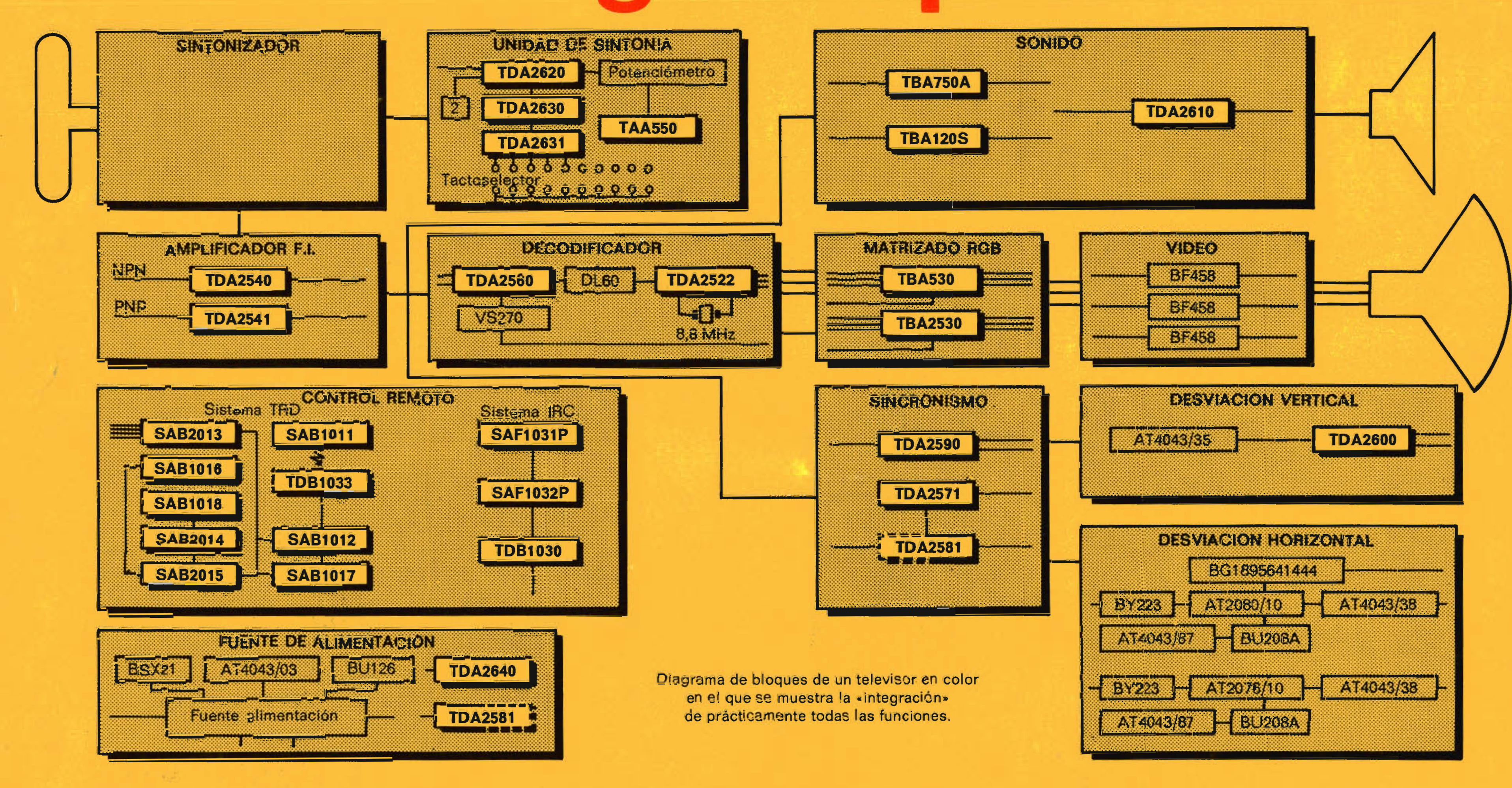
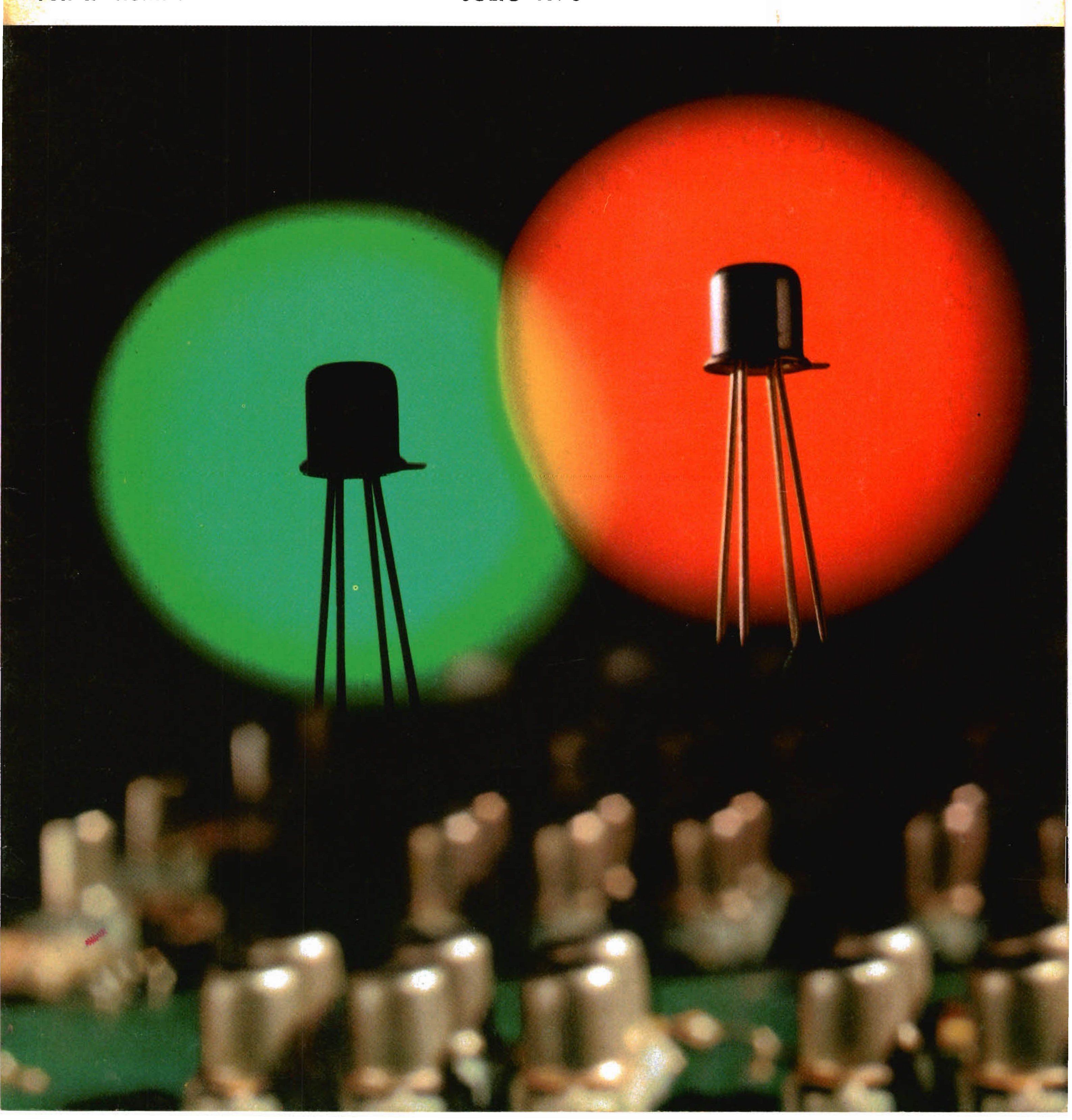


Diagrama de bloques de un televisor en color en el que se muestra la «integración» de prácticamente todas las funciones.

REVISTA Miniwatt

Vol. 17-Núm. 7 JULIO 1978 50 Ptas.



TUBOS DE CAMARA

Nuestros vidicones se caracterizan por su reducido tamaño, por lo que son adecuados para cámaras ultracompactas.
Poseen una amplia respuesta espectral, una elevada resolución, una baja corriente de oscuridad y una larga duración de vida con ausencia de deterioro por rayos X internos si trabajan con tensiones de cañón electrónico típicas.
Su sensibilidad es elevada y pueden ser empleados en ambientes con bajos niveles de iluminación.

DESVIACION Y ENFOQUE	DIAM.	REJILLA	LONGIT. (mm)	RESOLUCION (líneas TV)	APLICACION Industrial	Estudio	Médica	Científica	General	TIPO
MAGNETICO	1"	no separada	130	⩾ 600	●	●		●		XQ 1031
					●			●	●	XQ 1032
		separada	159	⩾ 1000		●		●		XQ 1240
					●	●		●	●	XQ 1241
				⩾ 60 líneas/mm			●	●		XQ 1280
							●	●		XQ 1285
				800	●	●		●		XQ 1440
			160	650	●			●		XQ 1442
			159	⩾ 600	●	●				XQ 1400
					●			●		XQ 1401
					●			●	●	XQ 1402
	2/3"	no separada	105	450	●			●	●	XQ 1270
		separada	105	600	●			●	●	XQ 1271
			108	650	●	●		●		XQ 1274
					●			●		XQ 1276
ELECTROSTATICO	2/3"	separada	105	⩾ 400	●			●	●	XQ 1272
			108	600	●	●		●		XQ 1275





VOLUMEN 17 - Número 7

En este artículo se describe el nuevo circuito integrado excitador de visualizadores de niveles NE580 que reemplaza a casi 40 componentes convencionales. Se describe además el principio de funcionamiento del visualizador de niveles y sus requisitos de excitación para que se pueda comprender el circuito NE580.

En este artículo se estudian el principio y las ventajas de un tubo de imagen de alto brillo para TV en color. Este tubo proporciona un 70% más de salida luminosa que un tubo 20AX convencional, logrando además mejorar la definición de la imagen a la vez que disminuye el consumo de potencia. Este brillo aumentado que es necesario cuando la imagen se observa con luz de día se puede reducir por la noche dando una imagen más nítida.

En la introducción a este tema aparecida en "Revista Miniwatt" volumen 16, número 8, se indicó que, si se necesita aislamiento de la red, el tipo de fuente conmutada más apropiada en un receptor de TV es el que utiliza un convertidor de retroceso. Se indicó también que es ventajoso obtener la excitación del transistor de salida de desviación horizontal a partir de la fuente conmutada. En este artículo se describe un circuito de este tipo, aunque las mismas reglas de diseño son válidas también para fuentes conmutadas que no utilizan la posibilidad de excitación de base.

REVISTA Miniwatt

PUBLICACION DE APLICACIONES ELECTRONICAS

DIRECCION: Luis Roiz Noriega. EDICION: Juan Garriga Pujol. REDACCION: María Dolores Forns-Samso. DELINEACION Y COMPAGINACION: Victoria Campillo Grau. SUSCRIPCION: Rosa María Torres.

PUBLICADA POR
COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números) . . . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . . . . 30 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR . . . . 50 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61

GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

EXCITACION DEL VISUALIZADOR DE NIVELES

En este artículo se describe el nuevo circuito integrado excitador de visualizadores de niveles NE580 que reemplaza a casi 40 componentes convencionales. Se describe además el principio de funcionamiento del visualizador de niveles y sus requisitos de excitación para que se pueda comprender el circuito NE580.

Aunque el visualizador de niveles no es un nuevo tipo de dispositivo, hasta ahora no ha sido ampliamente utilizado debido en parte al elevado coste de los circuitos de excitación que necesitaba. Ahora existe un circuito integrado que es capaz, por sí solo, de excitar un visualizador de niveles de forma muy económica. Esto permite drásticas reducciones de coste en la utilización de visualizadores de niveles y abre para ellos una amplia gama de nuevas aplicaciones.

Debido a que hasta ahora el uso de los visualizadores de niveles ha sido relativamente pequeño, el principio de funcionamiento y sus necesidades de excitación no son muy conocidos. Por ello, este artículo incluye una sencilla explicación de este dispositivo, de forma que puedan ser apreciadas completamente las características del nuevo circuito integrado excitador NE580.

¿Qué es un visualizador de niveles?

Un visualizador de niveles es un dispositivo de descarga de gas en el que los cátodos forman la parte visible del visualizador. Los cátodos tienen la forma de barras cortas o segmentos y están dispuestos en columna para dar, cuando están encendidos, un efecto similar al de un termómetro. Estos cátodos están impresos con tinta conductora en un substrato que normalmente está ennegrecido para resaltar el contraste. El ánodo es una capa transparente depositada en el interior del cristal frontal. El cristal frontal y el substrato están uno frente al otro y el espacio comprendido entre ellos está lleno de gas neón. La figura 1 muestra su constitución.

Principio de transferencia de la descarga luminosa

Cuando se aplica un impulso eléctrico de magnitud suficiente entre el ánodo y cualquier segmento catódico, se ioniza el gas y se produce una descarga luminosa visible en la región del cátodo. Una vez que la ionización ha tenido lugar, las partículas cargadas que se encuentran alrededor del cátodo que se ilumina se difunden hacia el cátodo adyacente y lo llevan a un estado en el cual se necesita una tensión de cebado inferior para que se produzca su encendido.

En la figura 1 se puede ver que en el extremo inferior del tubo hay un ánodo y un cátodo de "mantenimiento", normalmente no visible. Este cátodo está permanentemente excitado y actúa como una fuente de partículas cargadas para el tubo. Estas partículas se dispersan alrededor del primer segmento catódico haciendo que su tensión de cebado sea inferior.

Cuando el primer cátodo ha sido excitado, suministrará partículas cargadas al siguiente segmento y así sucesivamente. Cebando sucesivos segmentos, se puede hacer que se ilumine una zona contínua de segmentos encendidos de un extremo al otro del tubo. Este procedimiento es conocido como "transferencia de la descarga luminosa" y es el principio bajo el cual funciona el visualizador de niveles.

Conexiones de fase

Los visualizadores de niveles pueden ser de tres, cinco o seis fases de funcionamiento.

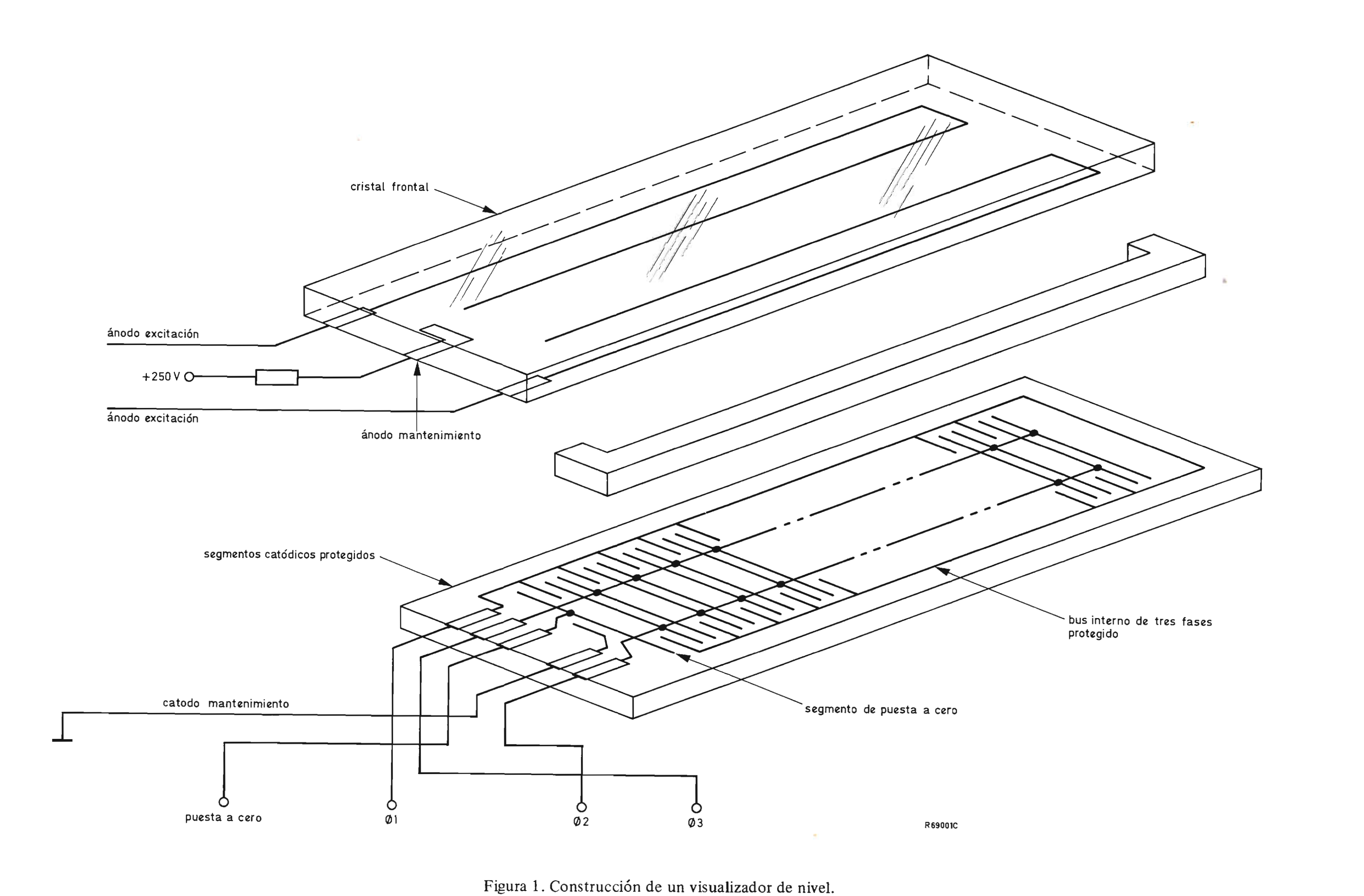


Figura 1. Construcción de un visualizador de nivel.

Si se considera un visualizador de 200 segmentos, para cebar cada segmento en sucesión serían necesarias 200 salidas del circuito excitador, lo que sería muy complejo y extremadamente caro. Por esta razón, es necesario conectar los segmentos en una disposición de bus, como muestra la figura 2.

En el sencillo visualizador de 9 segmentos y 3 fases que se muestra en la figura 2, cada segmento consecutivo está conectado a un bus alternado. Supóngase ahora que el segmento 1 ha recibido una transferencia de partículas cargadas del cátodo de "mantenimiento", de forma que, si se aplica un impulso a la fase 1, se enciende el segmento 1. Sin embargo, los segmentos 4 y 7 no se encenderán aunque están conectados a la fase 1 porque los segmentos 2, 3, 5 y 6 no están encendidos y no hay transferencia de partículas cargadas a los segmentos 4 y 7.

Si se aplica sucesivamente un impulso a las fases 2 y 3, se encienden los segmentos 2 y 3. Si luego se vuelve a aplicar un impulso a las fases 1, 2 y 3, se encienden los segmentos 4, 5 y 6 y finalmente los segmentos 7, 8 y 9.

En la práctica, los impulsos son aplicados a las conexiones de fase mediante un contador rotativo que está sincronizado con una señal de reloj. Si la frecuencia del reloj es demasiado lenta, en el visualizador se ve que los segmentos se encienden y apagan alternativamente. Sin embargo, si la frecuencia del reloj se mantiene por encima de un mínimo (típicamente 70 Hz), se obtiene una visualización libre de parpadeo.

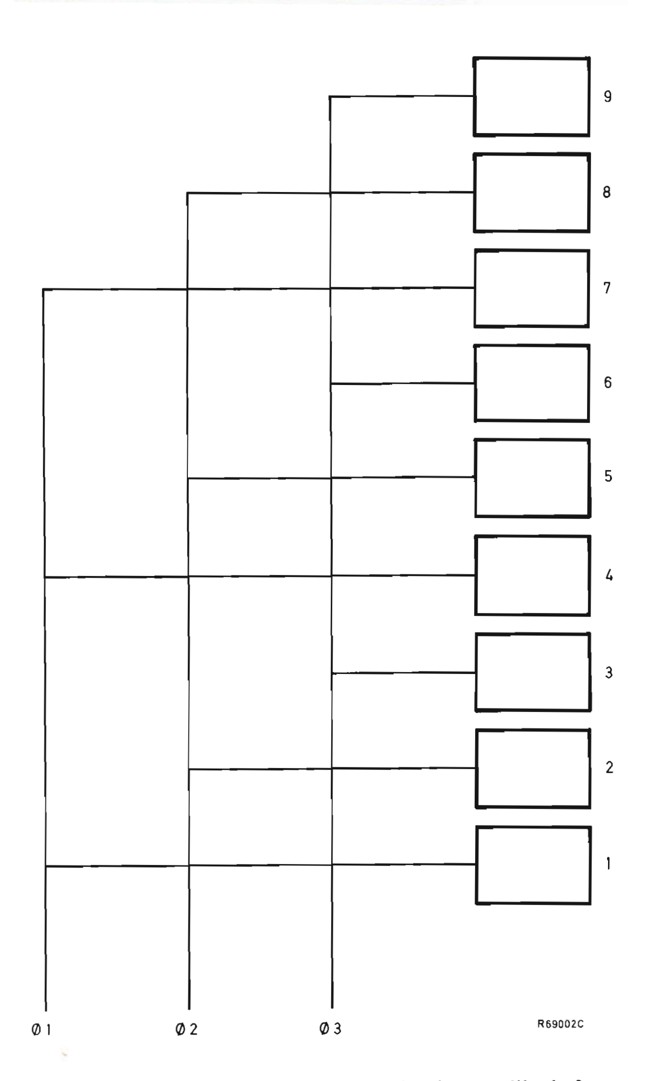


Figura 2. Conexiones de fase en un visualizador sencillo de 9 segmentos y tres fases.

Mercado de los visualizadores de niveles

Hasta ahora, el mercado de los visualizadores de niveles ha estado limitado debido a la extrema complejidad y elevado coste del circuito de excitación asociado a él. El circuito integrado excitador NE580 resuelve este problema y el visualizador de niveles puede ser utilizado en muchas aplicaciones, como por ejemplo:

- control de procesos,
- automóviles,
- indicadores de panel,
- indicadores de profundidad,
- visualizadores de altura para aviación,
- indicadores de nivel,
- indicadores analógicos.

El visualizador de niveles tiene dos importantes ventajas sobre otros sistemas de visualización analógica.

- Si se utiliza un visualizador de 200 segmentos con una precisión de ±1 segmento, se consigue una precisión de ±0,5%, con lo que obtiene una mejora considerable con respecto a los indicadores analógicos convencionales.
- Su elevada visibilidad hace que el visualizador de niveles pueda ser leido fácilmente desde una distancia considerable y en condiciones de una luz ambiente elevada.

Excitador de visualizadores de nivel NE580

El NE580 es básicamente un convertidor analógico-digital de 8 bits que incluye una memoria ROM programable por máscara y un decodificador de fase. Variando la máscara es posible programar la memoria ROM para

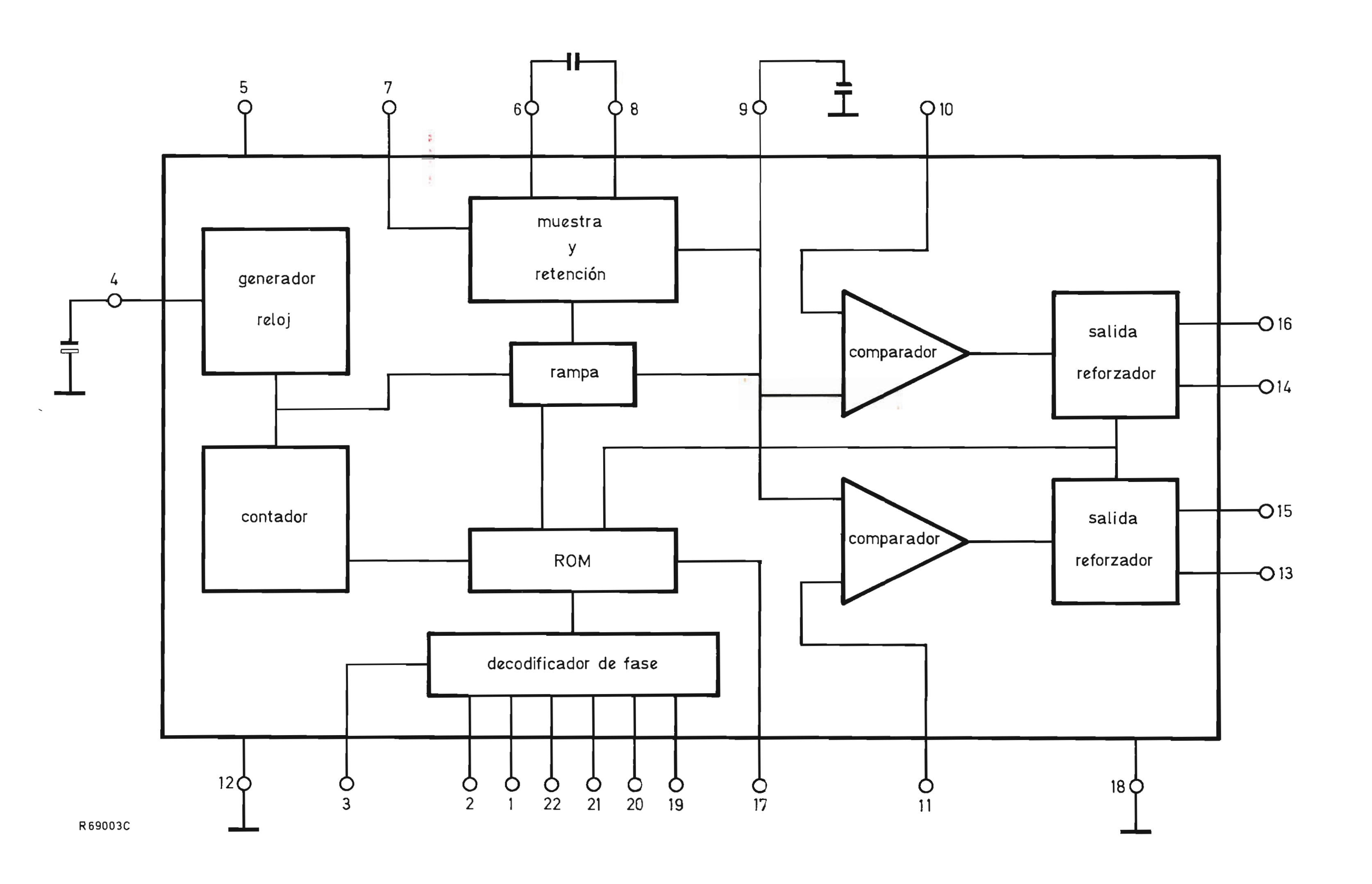


Figura 3. Diagrama de bloques del circuito NE580.

que se corresponda con el número de segmentos que posee el tubo que se va a utilizar. El NE580 proporciona al diseñador de sistemas una solución satisfactoria y económica al problema de acoplamiento.

Las características del NE580 son:

- dispositivo de dos canales (puede excitar dos visualizadores por cada tubo);
- se puede ampliar fácilmente para manejar más canales;
- alimentación única de 5 V;
- funcionamiento con 3, 5 ó 6 fases;
- puede ser programado por máscara según las especificaciones del cliente para diferente número de niveles (máximo 240);
- visualización equivalente de 8 bits de resolución;
- salidas de indicación de "fuera de margen";
- precisión ±1 línea;
- encapsulado de 22 patillas.

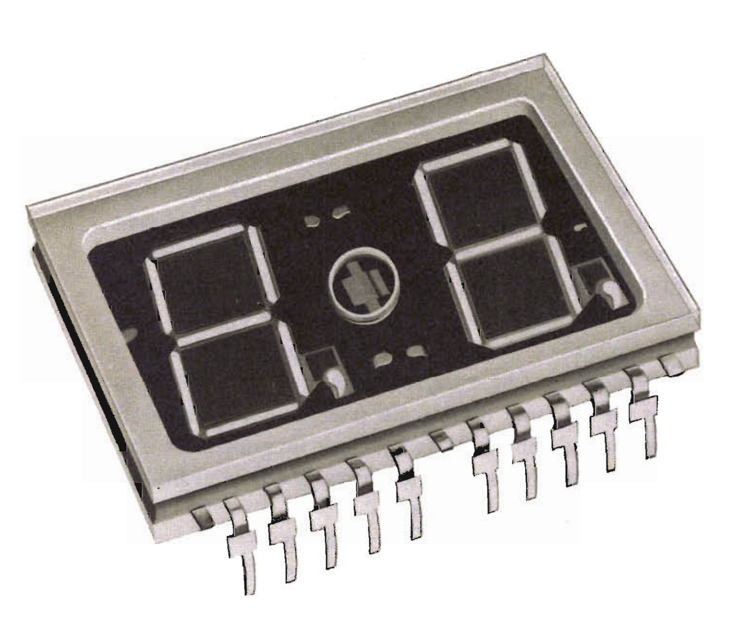
En la figura 3 se muestra el diagrama de bloques del NE580. La mayor parte de los componentes necesarios para acoplar un visualizador de niveles a un nivel de tensión analógica están incluidos en el circuito. Cada columna del visualizador necesita una señal de control de ánodo, y cada cátodo necesita una señal lógica intercalada de 1/N ciclos (siendo N el número de fases catódicas). La duración del impulso de cada señal de cátodo es del orden de 50 a 100 μs. Las señales de reloj están presentes continuamente en el período de barrido. La señal de ánodo se aplica solamente durante una parte del tiempo correspondiente a la tensión de entrada.

El NE580 incluye todos los circuitos necesarios para generar estas señales hasta el punto de manejar los elementos del visualizador de alta tensión. El generador de reloj incluido excita el contador principal y el generador de fase de cátodos. El reloj controla también a un generador de corriente constante que carga el condensador de rampa (patilla 9) con una forma de onda en escalones de idéntico incremento. Hay dos escalones por segmento, de forma que la comparación entre la tensión de entrada y la rampa se efectúa en el punto medio de cada segmento. El contador principal inhibe al generador de corriente y descarga la rampa después de un cómputo igual a 200. En el cómputo 200, la tensión de rampa es aplicada a un amplificador de "muestra/retención". Esta tensión es comparada con una tensión de referencia y la señal es realimentada al generador de corriente de rampa. De esta forma, el valor máximo de la rampa se ajusta al mismo nivel de la tensión de referencia.

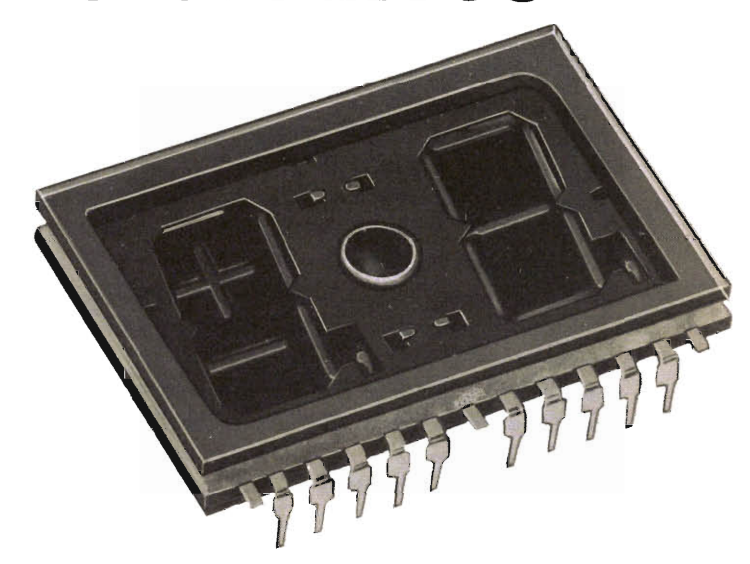
La salida de ánodo es baja al principio de cada cuadro y sube de nuevo cuando la tensión de rampa es superior a la tensión de entrada. Si la rampa alcanza el fondo de escala antes de que se eleve la salida del ánodo, entonces la salida "fuera de margen" baja hasta el inicio del próximo barrido.

Las entradas del NE580 aceptan tensiones analógicas dentro del margen de 0 a 2,5 V; las funciones de salida comprenden dos líneas de control de ánodo, dos salidas de indicación de "fuera de margen", seis salidas de fase de cátodo y una salida de puesta a cero de cátodo.

NUEVOS INDICADORES NUMERICOS DE GAS DE SIETE-SEGMENTOS



ZM 1550
DOBLE DIGITO DE 7-SEGMENTOS



ZM1551
UN DIGITO Y MEDIO (+/– Y 7-SEGMENTOS)

Los indicadores numéricos dobles de descarga de gas se caracterizan por una gran luminosidad del número, nitidez y gran visibilidad, con posibilidad de lectura, hasta 5 m. Sus patillas en DIL ("dual in line") permiten la colocación directa en la placa de circuito impreso. Son de una elevada fiabilidad.

Las cifras aparecen en color naranja, pero pueden utilizarse además filtros de diferentes colores (amarillo, verde, rojo, magenta).

Estos indicadores numéricos pueden ser excitados directamente por los circuitos NE584 y NE585 de Signetics. Se puede utilizar la tensión de red rectificada para la alimentación del ánodo, con lo cual se elimina la necesidad de un transformador reductor.

Por todo ello y por su interesante precio, los nuevos indicadores numéricos ZM1550 y ZM1551 son adecuados para equipos que se hallan en lugares muy iluminados sin menoscabo de la visibilidad de las cifras.

Características

Altura dígito	15 mm
Tensión ignición	165 V
Intensidad luminosa segmento	10 mCd/mA
Tensión nominal funcionamiento	150 V
Tensión mantenimiento	
para I segmento = 0,5 mA	137 V
para I segmento = 1,0 mA	149 V
Corriente cátodo	
funcionamiento dinámico:	
I segmento máx.	3 mA
I segmento mín.	0,3 mA
funcionamiento estático:	
I segmento máx.	0,7 mA
I segmento mín.	0,2 mA
Temperatura funcionamiento	–50 a +100 °C

Aplicaciones

- Cajas registradoras
- Terminales de punto de venta
- Terminales de banco
- Máquinas de pesaje
- Balanzas
- Distribuidores de billetes
- Hornos microondas
- Relojes
- Equipos de medida y control

TUBO DE IMAGEN DE ALTO BRILLO PARA TV EN COLOR

En este artículo se estudian el principio y las ventajas de un tubo de imagen de alto brillo para TV en color. Este tubo proporciona un 70% más de salida luminosa que un tubo 20AX convencional, logrando además mejorar la definición de la imagen a la vez que disminuye el consumo de potencia. Este brillo aumentado que es necesario cuando la imagen se observa con luz de día se puede reducir por la noche dando una imagen más nítida.

La ampliación de las emisiones de televisión en color a las horas diurnas hace necesario un requisito extra en las características del tubo de imagen. Las imágenes que son totalmente satisfactorias en las condiciones de luz de la noche, carecen de brillo si se observan durante el día. Las nuevas versiones Hi-Bri (alto brillo) de la conocida familia de tubos de imagen en color 20AX han sido desarrolladas para satisfacer la demanda de una imagen más brillante.

Un tubo de alto brillo proporciona un 70% más de salida luminosa que un tubo convencional, sin pérdidas de contraste o definición. Este brillo aumentado no se necesita por la noche; por tanto, la salida de luz se puede reducir dando una imagen más nítida.

Un tubo de imagen de alto brillo tiene las siguientes características:

- brillo 70% superior;
- verdadero rendimiento de color;
- buena uniformidad de blanco;
- pequeña disminución de máscara en la pantalla entera;
- cara anterior antideslumbrante.

Aumento del brillo

Hay cinco formas de aumentar el brillo de la imagen:

- Aumentando la corriente del haz. Esto tiene el inconveniente de que disminuye la definición de la imagen.
- Aumentando la tensión de MAT. Tiene los inconvenientes de aumentar la energía de desviación necesaria, aumentar los costes del circuito y necesitar protectores de seguridad adicionales contra rayos X.
- Aumentando la eficiencia del fósforo. La eficiencia del fósforo de los tubos 20AX normales es ya tan próxima al valor máximo teórico que un nuevo aumento en este sentido sería marginal.
- Aumentando la transmisión de la máscara. Esto sólo es práctico si puede mantenerse suficiente reserva de la incidencia del haz para permitir campos magnéticos parásitos y expansión térmica de la máscara. En el nuevo tubo de alto brillo se ha conseguido aumentar la transmisión de máscara sin comprometer ni la incidencia del haz ni la estructura fina de los orificios. Esto ha sido posible mediante una significativa mejora en las tolerancias de fabricación, junto con el amplio ángulo de selección de color permitido por el diámetro de 36,5 mm del cuello de los tubos 20AX.
- Aumentando la transmisión del vidrio. Esto por sí solo aumenta el brillo a expensas del contraste; sin embargo, combinado con la mayor transmisión de la máscara proporciona un aumento todavía mayor sin pérdidas de contraste.

Principios del tubo de alto brillo

El brillo de una imagen de televisión se puede medir directamente con medios fotométricos ordinarios. El contraste depende del nivel de luz ambiental, E, y de la reflectividad de la pantalla, R (véase la figura 1). Estos determinan el brillo $B_{mín}$ de aquellas partes de la pantalla donde no se activan los fósforos:

$$B_{mín} = RE/\pi .$$

Este es el nivel de negro visual de la imagen. Si el brillo

de la parte más brillante de la imagen es $B_{máx}$, el contraste es:

$$C = \frac{B_{máx}}{B_{mín}} = \frac{\pi B_{máx}}{RE}.$$

Así, para un determinado nivel de luz ambiental, podemos tomar la relación, $B_{máx}/R$, como una medida del contraste si se comparan diferentes tubos de imagen.

En la figura 2 se ha dibujado el brillo en el eje vertical y el contraste en el eje horizontal, ambos con relación al brillo y contraste de un tubo 20AX normal tomado como 100 (punto *a* en la gráfica). Utilizando esta gráfica

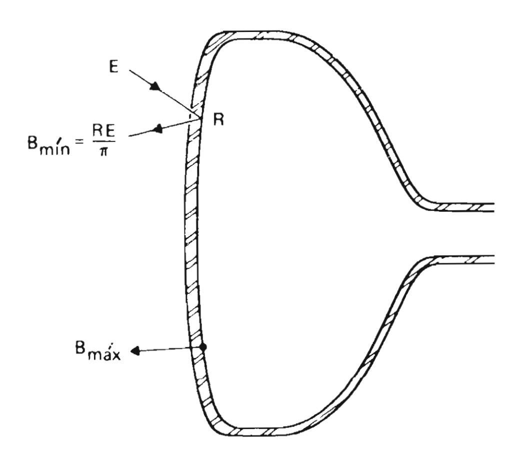


Figura 1. Nivel de luz ambiental, reflectividad de la pantalla, nivel de negro visual y máximo brillo.

podemos comparar los efectos en el brillo y en el contraste de la variación de la transmisión de máscara y del vidrio.

Si se aumenta la transmisión de la máscara, $B_{máx}$ aumenta proporcionalmente pero $B_{mín}$ (nivel de negro visual) permanece inalterado. El brillo y el contraste aumentan linealmente. Con una reflectividad de 0,28 (como en un tubo 20AX normal), un aumento del 30% en la transmisión de la máscara proporciona un aumento del 30% en el brillo y en el contraste (punto *b*).

Al aumentar la transmisión del vidrio, T, el aumento del contraste puede cambiarse por un nuevo aumento de ganancia en el brillo:

$$B_{máx} \propto T \qquad y \qquad R \propto T^2$$

por tanto,

$$B_{máx}/R \propto 1/T.$$

Esto se muestra mediante las líneas curvadas de la figura 2, donde las zonas que están debajo de los puntos *a* y *b* corresponden a una transmisión de imagen menor, y las zonas que están por encima de estos puntos a una transmisión de imagen mayor que la de un tubo 20AX normal. Para brillo más elevado es deseable cierto aumento del contraste, de modo que la transmisión del vidrio aumenta sólo hasta el punto *c* de la curva. Este punto corresponde a un aumento del 30% de la transmisión de la máscara y de la transmisión del vidrio, dando:

$$B_{máx} = 1{,}30 \times 1{,}30 = 1{,}69.$$

Este aumento del brillo de prácticamente un 70% viene acompañado por una mejora del contraste del 6%.

Ventajas adicionales de los tubos de alto brillo

Debido a la salida de luz extra, la corriente de haz que se necesita para dar una imagen aceptable para visión nocturna se reduce en un factor igual a 100/170, es decir en un 40%. Esto da lugar a un ahorro de unos

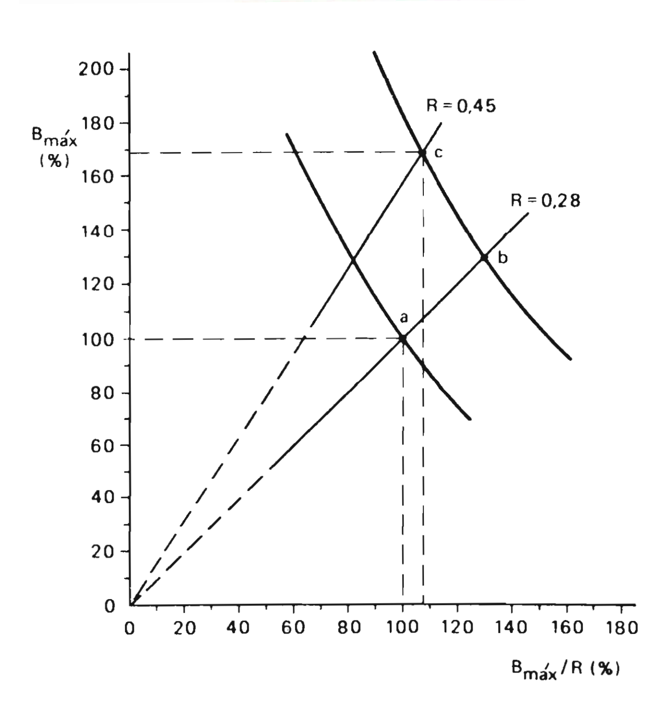


Figura 2. Efecto de variar la transmisión del vidrio (líneas curvadas) y la transmisión de máscara (líneas rectas) sobre máximo brillo, $B_{máx}$, y contraste $B_{máx}/R$, de un tubo de imagen de máscara perforada, escalas relativas. El punto *a* representa un tubo de imagen 20AX normal, y el punto *c* el nuevo tubo de alto brillo.

10 W en el tubo y además a una imagen mucho más nítida (véase la figura 3); la corriente del haz reducida disminuye el efecto espacio-carga que da lugar a un aumento del punto.

Debido al ampliado margen de brillo del tubo de alto brillo, es posible incorporar en el receptor un control automático brillo/contraste que responda al nivel de luz ambiental. Esto no se podía realizar con los tubos anteriores, ya que el margen utilizable de variación de brillo era demasiado pequeño con relación al contraste.

Otras posibilidades para mejorar el brillo

Matriz de negro

Se introducen bandas de grafito entre las bandas de fósforo. Como esto aumenta el contraste, puede utilizarse vidrio de mayor transmisión para cambiar el contraste por brillo. En la práctica, la absorción de luz en el grafito y las tolerancias en el proceso adicional para formar la matriz dan lugar a una salida de luz de un 5% a un 10% menor que la de un tubo de alto brillo con igual reflectividad.

Una desventaja de la matriz es que puede afectar a la pureza de color. En las zonas de blanco uniforme, las variaciones locales del ancho de las bandas de grafito pueden producir manchas de decoloración; las mismas irregularidades pueden hacer que la pantalla parezca manchada cuando el receptor está desconectado.

Utilización de otros fósforos

Podría obtenerse cierto aumento del brillo utilizando fósforos con colores menos saturados. Como esto reduciría la gama de colores, se consideró inaceptable. El tubo de alto brillo mantiene exactamente las mismas coordenadas de color que los tubos 20AX precedentes.

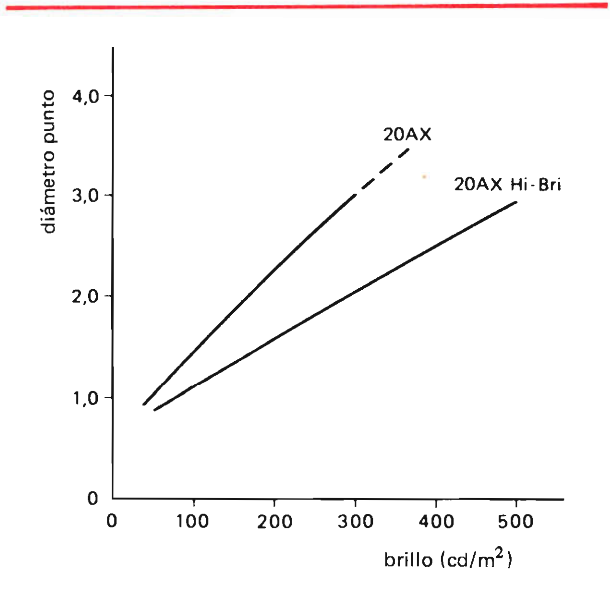


Figura 3. Diámetro relativo del punto del haz en función del brillo.

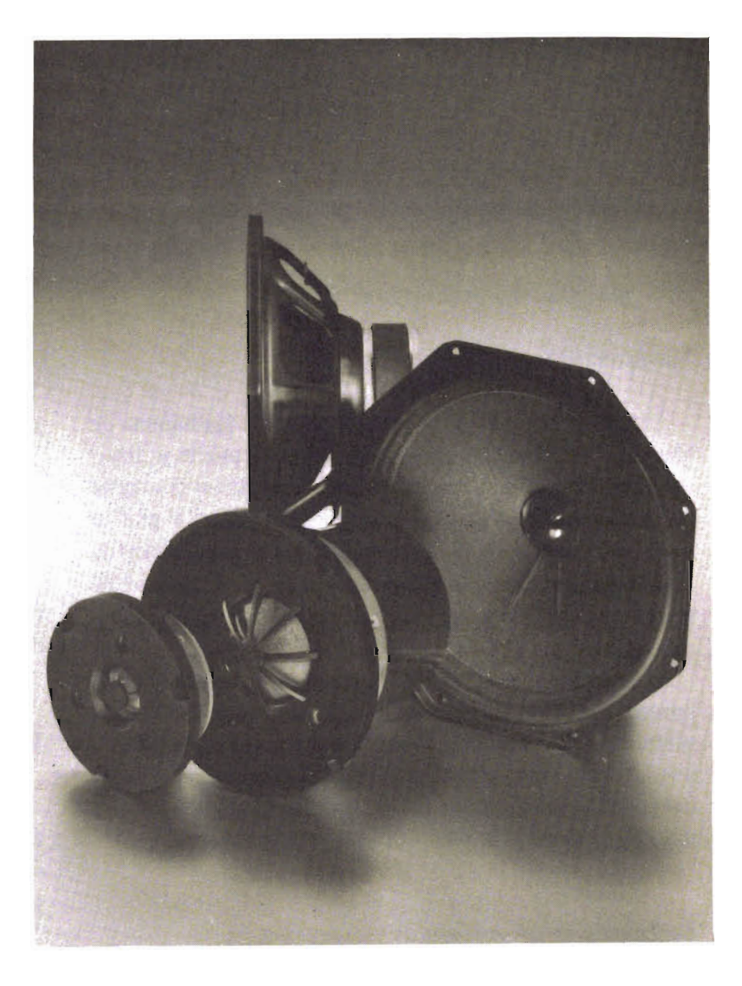
Una solución sin compromiso

De las diversas formas posibles de aumentar el brillo, el tubo 20AX de alto brillo utiliza la combinación que da el aumento mayor posible que no sea a costa de otras características del tubo o del circuito asociado a él. No implica compromiso con la pureza de color, la uniformidad del blanco o la separación de las bandas de la máscara. Se mantienen todas las demás características de la familia 20AX. Además, mejora la definición de la imagen y disminuye el consumo de potencia.

ALTAVOCES HI-FI

nuevos sistemas de altavoces para alta fidelidad

El sonido Hi-Fi se obtiene en toda su pureza con nuestros altavoces... (y un buen equipo estéreo), montándolos en alguna de las combinaciones que recomendamos. Le garantizamos una audición de calidad que superará las normas DIN 45573.



Altavoces Hi-Fi	Diámetro (pulgadas)	Potencia máx. (W)	Carga (Ω)
tweeter			
AD0140/T	1	20/40	4/8
AD0141/T	1	20/50	4/8
AD0162/T	1	20/80	8/15
AD0163/T	1	20/80	8/15
AD2071/T	2¼	10	4/8
AD2290/T	2	20	4/8/15
squawker			
AD0210/Sq	2	60	4/8
AD5060/Sq	5	40	4/8
woofer			
AD5060/W	5	15	4/8
AD7060/W	7	30	4/8
AD7066/W	7	40	4/8
AD8061/W	8	40	4/8
AD8066/W	8	50	4/8
AD8067/W	8	60	4/8
AD10100/W	10	40	4/8
AD12100/W	12	40	4/8

Nuevas combinaciones recomendadas (4 y 8 Ω)

Altavoces			Filtro de frecuencia	Potencia admisible (W)	Volumen caja acústica (l)
AD5061/M4 (8)	–	–	–	10	3
AD7063/M4 (8)	–	–	–	15	12
AD7060/W4 (8)	–	AD2290/T4 (8)	ADF3000/44 (88)	20	9
AD7060/W4 (8)	–	AD0140/T8 (15)	ADF1500/48 (815)	25	9
AD7066/W4 (8)	–	AD0140/T8 (15)	–	30	4
AD7066/W4 (8)	–	AD0140/T8 (15)	ADF1500/48 (815)	30	20
AD8061/W4 (8)	–	AD0140/T4 (8)	ADF3000/44 (88)	20	12
AD8066/W4 (8)	–	AD0162/T8 (15)	ADF1500/48 (815)	35	15
AD8067/W4 (8)	–	AD0140/T8 (15)	ADF1500/48 (815)	40	20
AD8061/W4 (8)	AD0210/Sq4 (8)	AD0162/T8 (15)	ADF700-2600/448 (8815)	35	25
AD8066/W4 (8)	AD5060/Sq4 (8)	AD0140/T4 (8)	ADF700-3000/444 (888)	40	25
AD8066/W4 (8)	AD0210/Sq4 (8)	AD0162/T8 (15)	ADF700-2600/448 (8815)	40	25
2 x AD8067/W8 (4)	AD0210/Sq4 (8)	AD0162/T8 (15)	ADF700-2600/448 (8815)	50	35
AD8066/W4 (8)	AD8000 AD0210/Sq4 (8)	AD0162/T8 (15)	ADF700-2600/448 (8815)	50	35
AD12100/W4 (8)	AD0210/Sq4 (8)	AD0162/T8 (15)	ADF700-2600/448 (8815)	50	50

FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS EN RECEPTORES DE TV: CIRCUITOS CON AISLAMIENTO DE RED

En la introducción a este tema aparecida en "Revista Miniwatt" volumen 16, número 8, se indicó que, si se necesita aislamiento de la red, el tipo de fuente conmutada más apropiada en un receptor de TV es el que utiliza un convertidor de retroceso. Se indicó también que es ventajoso obtener la excitación del transistor de salida de desviación horizontal a partir de la fuente conmutada. En este artículo se describe un circuito de este tipo, aunque las mismas reglas de diseño son válidas también para fuentes conmutadas que no utilizan la posibilidad de excitación de base.

1. PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO

1.1. El convertidor de retroceso básico

En la figura 1 se da el esquema simplificado de un convertidor de retroceso no aislado junto con sus formas de onda y fórmulas.

Durante el período de conducción del transistor (δT), se almacena energía en la autoinducción de choque debido a un aumento de la corriente expresado por:

$$\Delta I_{L(\delta T)} = \frac{V_i}{L}\,\delta T.$$

Cuando el transistor deja de conducir, se invierte la polaridad de la tensión en extremos de la autoinducción de choque y la energía almacenada pasa a la carga a través del diodo de efecto de volante. Durante este período $T(1-\delta)$, la disminución de la corriente en la autoinducción es:

$$\Delta I_{L(1-\delta)T} = \frac{V_o}{L}\,T(1-\delta).$$

El equilibrio se alcanza cuando el aumento de la corriente en la autoinducción de choque durante el período de conducción del transistor es igual a la disminución de la misma durante el período en el cual el transistor está bloqueado. Esta condición se presenta cuando:

$$\frac{V_i}{L}\,\delta T = \frac{V_o}{L}\,T(1-\delta).$$

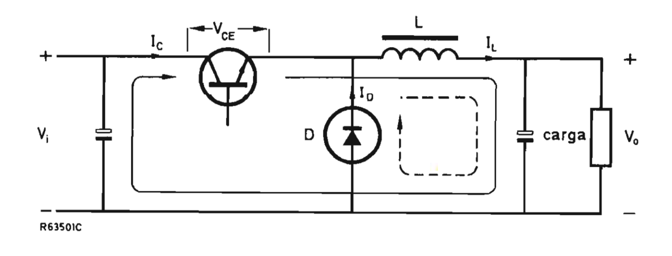
Despejando V_0 se tiene:

$$V_o = V_i\,\frac{\delta}{1-\delta}.$$

Por tanto, la tensión de salida de este tipo de convertidor puede ser estabilizada frente a variaciones de la tensión de entrada (tensión de red rectificada) controlando el factor de trabajo (δ) de los impulsos de excitación aplicados a la base del transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada.

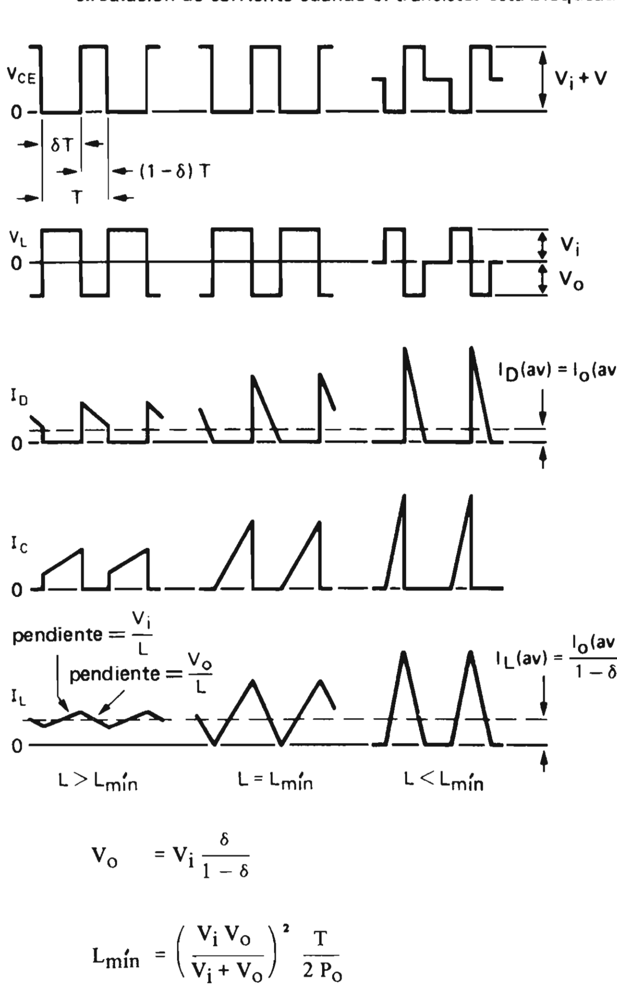
1.2. Definición de la inductancia mínima del choque

La amplitud de las corrientes de rizado a través del transistor y del diodo depende de la inductancia del choque. Si la autoinducción del choque es demasiado baja, la corriente de rizado en una fuente de alimentación conmutada que funciona a frecuencia constante hará que se reduzcan los períodos de conducción del



——► circulación de corriente cuando conduce el transistor

– – ► circulación de corriente cuando el transistor está bloqueado



$$V_o = V_i \frac{\delta}{1 - \delta}$$

$$L_{mín} = \left(\frac{V_i V_o}{V_i + V_o}\right)^2 \frac{T}{2 P_o}$$

$$\hat{I}_C = P_o \left(\frac{V_i + V_o}{V_i V_o}\right) + \frac{T}{2 L}\left(\frac{V_i V_o}{V_i + V_o}\right)$$

$$V_{CE} = V_i + V_o .$$

Figura 1. Circuito básico de un convertidor de c.c. en c.c. de retroceso con las formas de onda que muestran el efecto de la variación de la autoinducción del choque.

transistor y del diodo. En estas circunstancias, la relación $V_0 = \delta V_i / 1 - \delta$ no será válida. Además, se producen corrientes de pico elevadas a través del diodo y del transistor, que darían como resultado:

- un aumento de la impedancia interna de la fuente de alimentación y como consecuencia una mala regulación;
- una forma de onda de tensión del choque que no sería adecuada para excitar al transistor de salida de desviación horizontal.

Por tanto, la autoinducción *mínima* del choque es aquella que limita la corriente de rizado máxima al doble del valor medio de la corriente mínima en la autoinducción de choque. Como:

$$I_{L(av)mín} = I_{o(av)} \frac{1}{1 - \delta},$$

se puede expresar que:

$$\frac{V_o}{L_{mín}} (1 - \delta) T = \frac{2 I_{o(av)}}{1 - \delta}$$

Sustituyendo $V_0/(V_i + V_0)$ por δ, P_0/V_0 por $I_{0\,(av)}$ y despejando $L_{mín}$ se obtiene que:

$$L_{mín} = \left(\frac{V_i V_o}{V_i + V_o}\right)^2 \cdot \frac{T}{2 P_o}.$$

1.3. Corriente de pico de colector del transistor de salida de la fuente conmutada

La corriente de pico de colector que circula a través del transistor de salida de la fuente conmutada es:

$$\hat{I}_C = I_{L(av)} + \frac{I_{ripple}}{2} = \frac{I_{o(av)}}{1 - \delta} + \frac{V_o T (1 - \delta)}{2L}.$$

Sustituyendo $V_0/(V_i + V_0)$ por δ y P_0/V_0 por $I_{0\,(av)}$ se obtiene que:

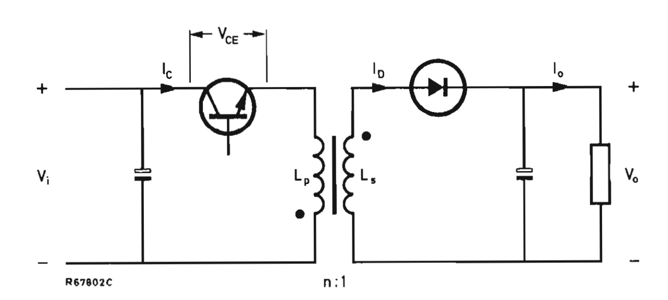
$$\hat{I}_C = P_o \left(\frac{V_i + V_o}{V_i V_o}\right) + \frac{T}{2L}\left(\frac{V_i V_o}{V_i + V_o}\right).$$

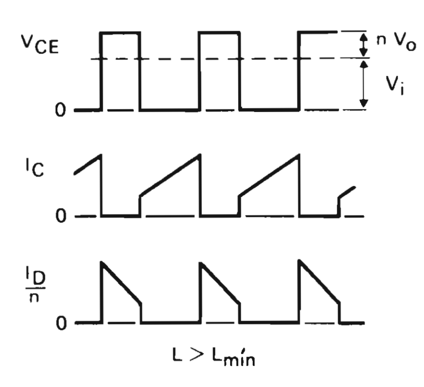
1.4. Obtención del aislamiento y potencia auxiliar

En el convertidor de retroceso, toda la energía que se transfiere al condensador de salida estuvo inicialmente almacenada en la autoinducción de choque. Por lo tanto,

se puede añadir a la autoinducción de choque un devanado secundario para conseguir el aislamiento entre los circuitos de entrada y salida. Esto se muestra en la figura 2. Como la tensión de salida transformada (nV_0) se refleja en el devanado primario del transformador, las ecuaciones del convertidor de retroceso sin aislamiento permanecen válidas si se sustituye V_0 por nV_0 y L por L_p. En la figura 2 se vuelven a escribir las ecuaciones con estos términos.

Del convertidor de retroceso aislado de la red se pueden obtener bajas tensiones auxiliares estabilizadas





$$V_O = \frac{V_i}{n} \frac{\delta}{1-\delta}$$

$$L_{p\ mín} = \left(\frac{V_i\, nV_O}{V_i + nV_O}\right)^2 \frac{T}{2P_O}$$

$$\hat{I}_C = P_O\left(\frac{V_i + nV_O}{V_i\, nV_O}\right) + \frac{T}{2L_p}\left(\frac{V_i\, nV_O}{V_i + nV_O}\right)$$

$$V_{CE} = V_i + nV_O.$$

Figura 2. Circuito básico de un convertidor de c.c. en c.c. de retroceso con separación galvánica (aislamiento de red) entre los circuitos de entrada y salida.

añadiendo otros devanados secundarios al transformador. Estas tensiones son entonces rectificadas por un diodo que conduce durante el mismo período que el diodo de efecto de volante. Si el acoplamiento entre los secundarios del transformador es fuerte, la carga auxiliar no tiene influencia sobre la corriente a través del diodo de efecto de volante principal. Por lo tanto, la carga auxiliar no está limitada por la necesidad de tener una forma de onda correcta en la salida principal. Sin embargo, si se extrae potencia auxiliar de la fuente de alimentación, el valor de P_0 utilizado en los cálculos de la corriente de pico de colector y de la mínima autoinducción del devanado primario del transformador debe ser la suma de las potencias en las cargas principal y auxiliar.

2. DISEÑO

2.1. Características de la fuente de alimentación

Estas características se refieren a una fuente de alimentación conmutada para un receptor de televisión en color que utiliza el sistema 20AX. En la figura 3 se da un diagrama de bloques de la distribución de potencia a las diversas secciones del receptor. El circuito de desviación vertical en clase D y el de corrección de la trama Este-Oeste son alimentados por una tensión de exploración rectificada obtenida del devanado secundario del transformador de salida de línea. (Se tiene mejor rendimiento si se obtiene esta alimentación de la fuente de alimentación conmutada. Sin embargo, si se obtiene del transformador de salida de línea, la distribución de potencia es compatible con la fuente de alimentación conmutada sin aislamiento descrita en "Revista Miniwatt" Vol. 17, Núm. 5 .) La etapa de salida de audio en clase B (con estabilizador en paralelo para evitar la existencia de sonido en la imagen) y las etapas de baja señal se alimentan a partir de devanados secundarios auxiliares del transformador de salida de la fuente de alimentación conmutada. La potencia para la etapa de salida de audio puede obtenerse de la fuente de alimentación conmutada si no, se utiliza estabilizador en paralelo. En este caso, se debe conectar al devanado secundario del transformador un filtro R-C adicional. La alimentación de 225 V para los amplificadores de vídeo R-G-B (en clase B) se obtiene añadiendo una tensión de exploración rectificada ($\approx$ 60 V) a la tensión de salida principal de la fuente de alimentación conmutada (165 V).

Las características de la fuente de alimentación son las siguientes:

– margen de la tensión de red (220 V + 20%, −15%) V_{mains} 187 – 265 V c.a.

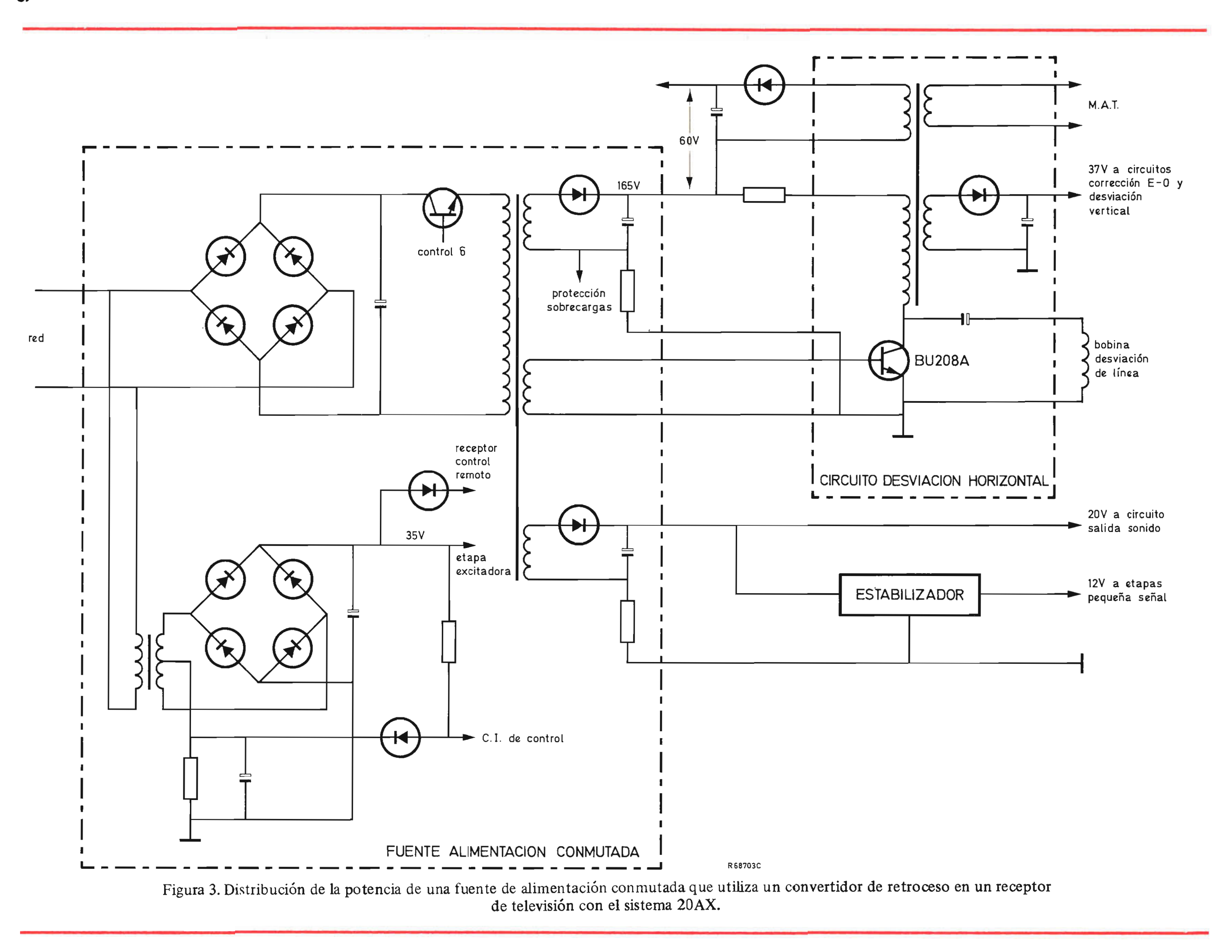


Figura 3. Distribución de la potencia de una fuente de alimentación conmutada que utiliza un convertidor de retroceso en un receptor de televisión con el sistema 20AX.

- tensión de salida principal V_0 165 V c.c.
- carga mínima en la salida principal $P_{0\,mín}$ 60 W
- carga máxima en la salida principal $P_{0\,máx}$ 120 W
- pérdidas en el circuito de salida de la fuente conmutada P_{loss} 10 W
- mínima carga auxiliar $P_{a\,mín}$ 10 W
- máxima carga auxiliar $P_{a\,máx}$ 20 W
- carga auxiliar de excitación de base P_{drive} 4 W
- estabilidad de la salida principal mejor que 3%
- nivel de rizado 50/100 Hz menos del 0,2%
- frecuencia de conmutación ($T = 64\,\mu s$) 15625 Hz

2.2. Cálculos iniciales de diseño

Sustituyendo los valores mínimo y máximo en las ecuaciones de la figura 2, se obtiene que:

$$L_{p\,mín} = \left(\frac{V_{i\,máx}\, nV_o}{V_{i\,máx} + nV_o}\right)^2 \frac{T}{2P_{o\,mín\,tot}}$$

$$\hat{I}_{C\,máx} = P_{o\,máx\,tot}\left(\frac{V_{i\,mín} + nV_o}{V_{i\,mín}\, nV_o}\right) + \frac{T}{2L_p}\left(\frac{V_{i\,mín}\, nV_o}{V_{i\,mín} + nV_o}\right)$$

$$V_{CE\,máx} = V_{i\,máx} + nV_o.$$

La expresión de V_0 dada en la figura 2 se puede expresar en función del factor de trabajo de la siguiente manera:

$$\delta_{mín} = \frac{nV_o}{V_{i\,máx} + nV_o} \qquad \delta_{máx} = \frac{nV_o}{V_{i\,mín} + nV_o}.$$

De acuerdo con las características dadas en el apartado 2.1., se puede calcular que:

$$P_{o\,mín\,tot} = P_{o\,mín} + P_{loss}^* + P_{a\,mín} + P_{drive} = 84\ W$$

$$P_{o\,máx\,tot} = P_{o\,máx} + P_{loss}^* + P_{a\,máx} + P_{drive} = 154\ W.$$

*(En la práctica, las pérdidas no son las mismas para potencia mínima y máxima.)

Con una tensión máxima de red de 265 V, la tensión continua máxima de entrada será 375 V. Suponiendo una tensión de rizado de 25 V pico a pico, la mínima tensión continua de entrada con una tensión mínima de red de 187 V será aproximadamente igual a 235 V.

Esta información se puede utilizar para calcular los valores de la tabla 1.

2.3. Relación de espiras del transformador de salida

Las necesidades del transistor de salida de desviación horizontal, que es excitado en modo no simultáneo, imponen un margen máximo del factor de trabajo de 0,28 a 0,65. En la tabla 1 se puede ver que las cuatro relaciones requieren un margen del factor de trabajo que cae dentro del margen impuesto por las necesidades de excitación de base. Por lo tanto, la elección de la relación de espiras está impuesta por las posibilidades del transistor de salida de la fuente conmutada y por la corriente de saturación del transformador.

Las características de tensión y corriente del transistor BU126 son las siguientes:

$V_{CE\,máx}$ (conducción)	V_{CESM}	$I_{C\,máx\,c.c.}$	I_{CM}
600 V	750 V	3 A	6 A

Para minimizar la tensión en el transistor durante el paso a conducción, es necesario que el transformador de salida de la fuente conmutada tenga una relación de espiras (n) baja. Por otra parte, es necesario una relación de espiras elevada para minimizar la corriente de colector del transistor. Si se dejan 25 V como margen de reserva, la tensión colector-emisor máxima permitida en el BU126 es de 575 V. La tabla 1 muestra que, si no se excede esta tensión, la máxima relación de espiras permisible del transformador es de 1,2 : 1. Esta relación de espiras permite una corriente máxima de pico de colector de 2 A, la cual cae dentro de las características del transistor BU126. La relación de espiras elegida para el transformador de salida tipo DT2098 para la fuente de alimentación conmutada en cuestión es por lo tanto de 1,2 : 1.

Tabla 1. *Cálculos iniciales de diseño.*

relación espiras		n = 1,0	n = 1,2	n = 1,5	n = 1,8
$V_{CE\,máx}$ (cond.)	(V)	540	573	622	672
$L_{p\,mín}$	(mH)	5,0	6,4	8,5	10,5
$I_{C\,máx}$	(A)	2,2	2,0	1,7	1,6
$\delta_{mín}$		0,31	0,35	0,40	0,44
$\delta_{máx}$		0,41	0,45	0,51	0,55

2.4. Autoinducción y factor de acoplamiento del transformador de salida

Aunque en los apartados anteriores se ha dicho que la autoinducción del devanado primario del transformador de salida no debe ser inferior a un valor mínimo, una autoinducción elevada podría ser utilizada para minimizar las corrientes de pico que circulan por el transistor y por el diodo de efecto de volante. Sin embargo, la energía acumulada en la autoinducción de dispersión inherente del transformador es:

$$\frac{L_{leak}\, I_C^2}{2}$$

Esta energía hace que la forma de onda de la tensión colector-emisor tenga un pico en el instante de paso a bloqueo. Este pico de tensión debe suprimirse mediante una red de amortiguamiento. Como esta red produce pérdidas, hay que minimizar la autoinducción dispersa utilizando un transformador con una baja autoinducción del devanado primario y fuerte acoplamiento entre devanados. Para diseñar un transformador de bajas pérdidas, también es deseable una baja autoinducción del devanado primario. En la tabla 1 se muestra que la autoinducción mínima del devanado primario de un transformador con una relación de espiras de 1,2 : 1 es 6,4 mH. Teniendo en cuenta las consideraciones anteriores, la autoinducción nominal del devanado primario del transformador tipo DT2098 es 7 mH.

2.5. Núcleo del transformador de salida

Las características del transformador de salida de la fuente de alimentación conmutada tipo DT2098 que está devanado en un núcleo de Ferroxcube E46 son:

- núcleo de sección grande que reduce el número de espiras requerido;
- una ancha ventana del devanado que permite que cada devanado conste de una sola capa. Esta disposición también requiere el uso de sólo dos pantallas para reducir la contaminación asimétrica de la red;
- unas distancias de separación que cumplan las normas de aislamiento de la red.

2.6. La etapa de salida

En el apéndice se indican las medidas típicas que se deben tomar para asegurar que la línea de carga en funcionamiento del transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada permanezca dentro del área de seguridad. Como estas medidas están relacionadas con las necesarias para evitar que las interferencias radiadas aparezcan en la pantalla del receptor, el circuito de salida de la fuente de alimentación conmutada que se estudia en este artículo (figura 4), se analizó en dos etapas. La primera fue minimizar la interferencia radiada mediante:

- La conexión del transistor de salida al extremo superior

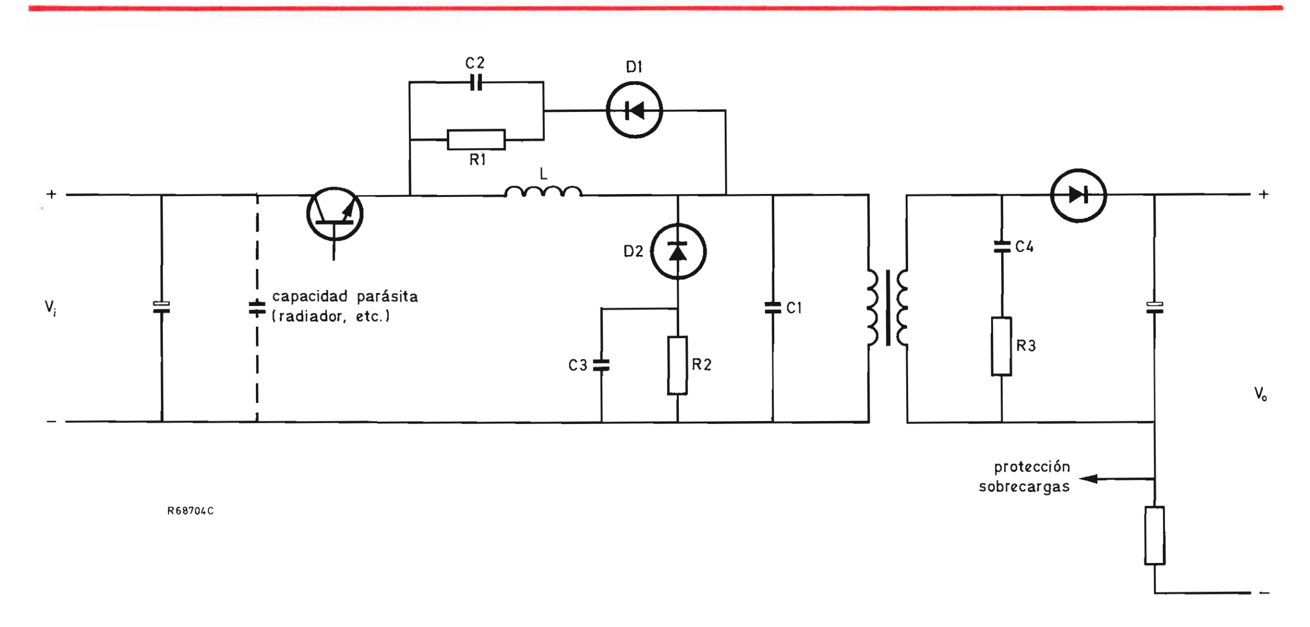


Figura 4. Forma de mantener el transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada dentro del área de seguridad.

del devanado primario del transformador, con lo que se evitan los picos transitorios asegurando que la capacidad parásita en el colector del transistor se mantiene en un potencial constante.
- La conexión del condensador C_1 en paralelo con el devanado primario del transformador, con lo que se reduce dV/dt en este punto y se minimiza la longitud del lazo de radiación de interferencias.

La segunda etapa fue examinar el circuito de colector para determinar qué medidas adicionales eran necesarias para asegurar que el transistor permanecía dentro de su área de seguridad. Los resultados fueron los siguientes:

- La presencia de C_1 en paralelo con el transistor,como muestra la figura 15(c), elimina la necesidad de utilizar la red que suaviza la pendiente de bajada.
- Hay que limitar el pico de corriente a través de C_1 durante el paso a conducción, conectando una pequeña autoinducción L en serie con el transistor.
- Se debe conectar la red D_1/R_1 en paralelo con la pequeña autoinducción para amortiguar las oscilaciones de LC_1 cuando el transistor pasa a conducción y para absorber la energía almacenada en L cuando el transistor pasa a bloqueo. El condensador C_2 permite el paso de la corriente de pico, minimizando así la tensión de pico aplicada al transistor.
- Se debe conectar otra red (D_2 R_2 y C_3) en paralelo con el devanado primario del transformador para recortar la sobretensión que es producida por la autoinducción dispersa durante el período de corte del transistor.

Con esto se completa la protección del transistor. La red R_3C_4 es incorporada para amortiguar las oscilaciones en el devanado secundario del transformador y limitar la tensión inversa aplicada al diodo de efecto de volante.

2.7. La etapa excitadora

La etapa de salida de la fuente de alimentación conmutada tiene un transistor de silicio NPN de alta tensión tipo BU126, especialmente diseñado para ser utilizado en circuitos de fuentes de alimentación conmutadas para televisión. De acuerdo con la práctica común en conmutación con transistores de potencia de alta tensión, se deben minimizar las pérdidas para asegurar que el circuito excitador proporciona una corriente de base de subida rápida que mantiene una amplitud suficiente para asegurar una tensión de saturación baja durante el período de conducción del transistor de salida. Además, hay que minimizar las pérdidas durante el paso a bloqueo asegurando una duración adecuada de la corriente inversa de base después de que la corriente de colector ha empezado a disminuir. Los requisitos adicionales de la etapa excitadora son:

- La habilidad para funcionar satisfactoriamente dentro del margen de variación de δ de la fuente de alimentación conmutada (incluyendo el arranque suave cuando el factor de trabajo es pequeño).
- La habilidad para mantener el transistor de salida en estado de no conducción durante largos períodos (siguientes a la actuación de los circuitos de protección o de desconexión remota).
- Proporcionar una ganancia de corriente adecuada para asegurar un acoplamiento correcto entre el circuito integrado de control y el transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada.
- Un tiempo de almacenamiento corto para asegurar que el factor de trabajo de la corriente de excitación dictado por el circuito de control es reproducido fielmente.

En la figura 5 se muestra una etapa excitadora típica que cumple los requisitos citados.

2.7.1. *Circuito de base del transistor de salida durante la conducción*

Cuando el transistor excitador deja de conducir, la corriente directa de base es entregada al transistor de salida gracias a la energía almacenada en el núcleo del transformador. Para asegurar un corto tiempo de subida de la corriente de base, R_2 y C_2 (que limitan la oscilación de la forma de onda de la tensión de colector del transistor excitador) subamortiguan al transformador para proporcionar cierto grado de sobrecorriente que compensa el efecto de la autoinducción de ajuste del tiempo de almacenamiento L_B. El tiempo de subida de la corriente de base es acortado aún más por el efecto de la red aceleradora (R_3 y C_3) del circuito de base del transistor de salida. Durante el período de conducción del transistor de salida, la corriente de base se reduce a su valor final (I_{Bend}) a una velocidad que depende de la autoinducción del devanado secundario del transformador (L_s). La reducción de la corriente de base (ΔI_B) durante el período de conducción del transistor de salida está dada por:

$$\Delta I_B = I_{B\,start} - I_{B\,end}.$$

La autoinducción del devanado secundario del transformador debe ser suficientemente elevada para evitar la reducción excesiva de la corriente de base durante el

período de conducción del transistor de salida (δT). La autoinducción necesaria es:

$$L_S = \frac{\delta T}{\Delta I_B} (V_{BE} + I_B R_B).$$

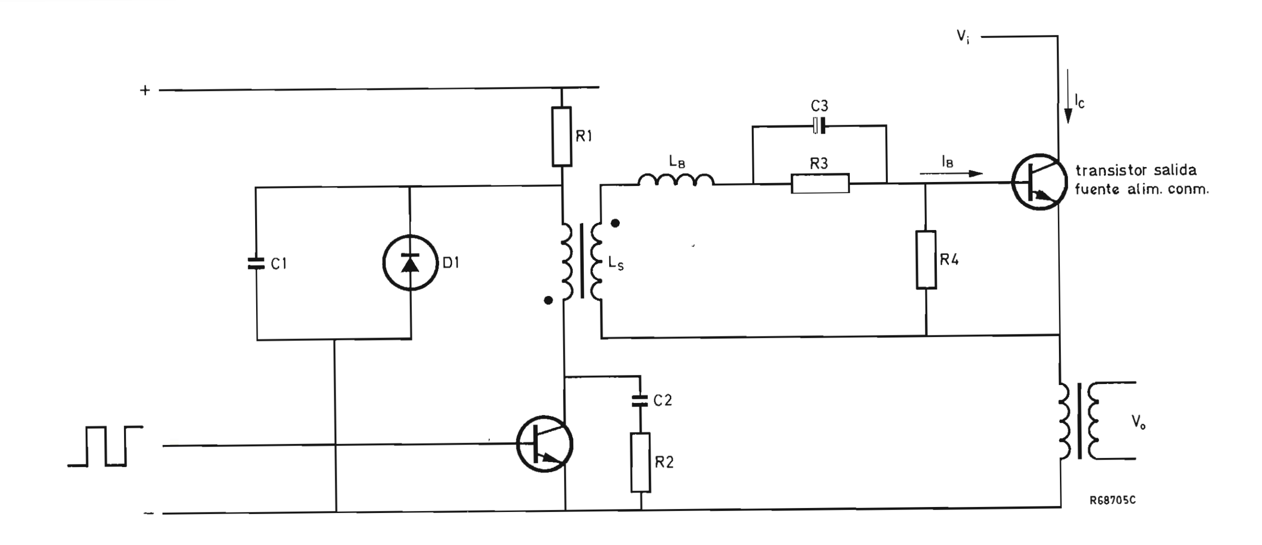
Un valor típico para L_s es 1 mH.

2.7.2. Circuito de base del transistor de salida durante el bloqueo

La pendiente de la corriente de base en sentido negativo del transistor de salida durante el bloqueo se ajusta mediante la autoinducción L_B para proporcionar el tiempo de almacenamiento del transistor. En muchos casos, la autoinducción dispersa del transformador es suficiente como para hacer innecesario el uso de una bobina adicional.

Varios componentes del circuito que se muestra en la figura 5 aseguran un bloqueo correcto del transistor de salida. De ellos, los típicos son el condensador C_3 y el condensador de desacoplo de bajo valor (C_1) en el circuito de colector del transistor excitador. Estos componentes mejoran el comportamiento durante el paso a bloqueo, aumentando la corriente inversa de base del transistor de salida cuando el transistor excitador pasa a conducir.

La incorporación del resistor R_1 en serie con la alimentación del transistor excitador hace que la corriente de base del transistor de salida sea casi independiente de las variaciones del factor de trabajo. El resistor asegura



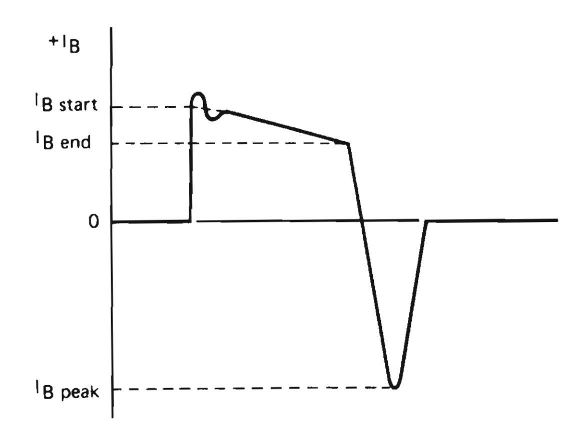


Figura 5. Etapa excitadora típica y la forma de onda que aparece en la base del transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada.

también una mínima disipación en la etapa excitadora, si el transistor excitador debe permanecer conduciendo (el transistor de salida bloqueado) durante largos períodos debido al funcionamiento del circuito de desconexión remota o del circuito de protección. La potencia disipada por R_1 se puede reducir a un nivel aceptable, haciendo una cuidadosa elección de la tensión V_{CE} del transistor y de la relación de espiras del transformador.

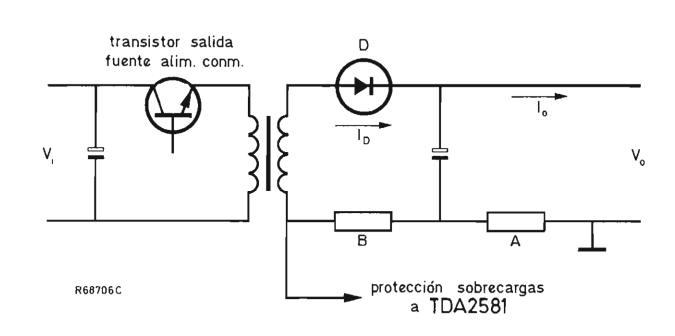
Cuando el transistor excitador es polarizado en sentido directo por el funcionamiento del circuito de desconexión remota o del circuito de protección, la tensión en C_1 tiende a disminuir en forma oscilante para una frecuencia relativamente baja determinada por la autoinducción del devanado primario del transformador y por el valor de C_1. El diodo D_1 (este diodo no se utiliza en el circuito de la figura 9; una explicación de la razón de esta omisión se da al final del apartado 3.4) recorta las excursiones negativas de la tensión en C_1 y evita por lo tanto que el transistor de salida esté polarizado en sentido directo por un impulso de paso a conducción de larga duración durante la primera excursión negativa de la tensión oscilante.

2.8. Tensión de protección contra sobrecargas

Como el circuito integrado tipo TDA2581 está conectado al lado del chasis del receptor aislado de la red de la fuente de alimentación conmutada, es muy sencillo proporcionar protección individual contra sobrecargas a cada uno de los devanados secundarios del transformador de salida de la fuente de alimentación conmutada. Además, si las sobrecargas son detectadas en los devanados secundarios en lugar de en el devanado primario, el inicio de la protección no está sujeto a ningún retraso debido al tiempo de respuesta de la fuente de alimentación conmutada.

En la figura 6 se muestran dos posiciones posibles para un resistor sensor de sobrecargas en el circuito secundario del transformador. Si se utiliza el resistor A, la corriente contínua de salida es detectada y cualquier sobrecarga activa inmediatamente el circuito de protección. Las formas de onda de la figura 6 muestran que si se utiliza el resistor B, se detecta la corriente del diodo y, como hay un retraso antes de que se active el circuito de protección, existe la posibilidad de que la corriente de pico de colector del transistor de salida de la fuente conmutada aumente a un valor elevado entre dos períodos de conducción sucesivos.

La figura 7(a) muestra como se pueden detectar individualmente las sobrecargas de cada devanado secundario del transformador de salida de la fuente de alimentación conmutada. El potenciómetro se incluye en el circuito detector para permitir el ajuste de la cantidad de potencia que se puede disipar en el receptor antes de que se inicie la protección. Sin este ajuste, la disipación del receptor podría aumentar hasta más de 1,5 $P_{0máx}$, la cifra real depende de la tolerancia de los componentes utilizados en el circuito detector. Se deberá ajustar el potenciómetro para que el circuito de protección se active si la potencia drenada de la salida principal (165 V) es mayor que 120 W. (Si no se desea ajustar el potenciómetro, las tolerancias de los componentes se pueden reducir con el circuito dado en la figura 7(b).) El circuito de protección también se activará si la potencia drenada de la salida auxiliar (20 V) es superior a 22 W ± 4 W. Un cortocircui-



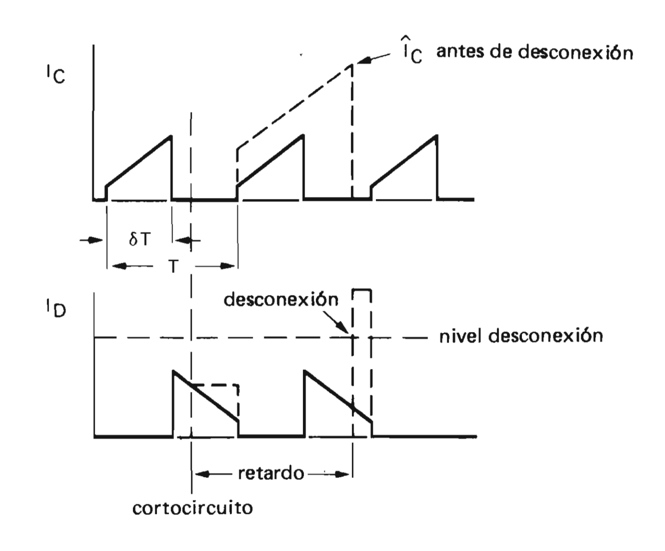


Figura 6. Métodos de detección de sobrecargas en el devanado secundario del transformador de salida de la fuente de alimentación conmutada. Si se utiliza el resistor *A*, se detecta la corriente de salida de c.c. y cualquier sobrecarga activa inmediatamente el circuito de protección. Las formas de onda se refieren al circuito en el que se utiliza el resistor *B*. En este caso, se detecta la corriente del diodo y, como existe un retraso antes de que se active el circuito de protección, existe la posibilidad de que la corriente de pico de colector aumente a un valor elevado.

to en el circuito de excitación de base del transistor de salida de línea destruiría el diodo en serie pero no produciría ningún otro efecto debido a que la corriente drenada del devanado secundario del transformador de salida de la fuente de alimentación conmutada estará limitada por el resistor de 1,8 Ω. Cuando la potencia drenada de la salida de 165 V de la fuente conmutada es 120 W, la corriente de pico de colector del transistor de salida de la fuente es 2 A para $T_{amb} = 60°C$. Más adelante se demostrará que el circuito de protección contra baja tensión limita también la corriente de colector del transistor de salida de la fuente conmutada a 2 A. Como esta corriente es menor que la corriente de saturación del transformador de salida, no es necesario detectar el valor de pico de la corriente de colector del transistor de salida. Sin embargo, si es necesario detectar esta corriente como medida de precaución adicional (bloqueo de emergencia), esto se puede lograr conectando un transformador sensor de corriente aislado de la red tipo AT4043/46 como muestra la figura 8. Obsérvese que, si no hay ninguna posibilidad de que se sature el núcleo del transformador de salida, es necesario detectar la corriente de pico de colector del transistor de salida con el circuito de la figura 8. Sin esta forma de protección, la corriente de colector aumentaría a un valor elevado.

Figura 7(a). Sensor de sobrecargas individual en cada devanado secundario del transformador de salida de la fuente de alimentación conmutada.

2.9. Supresión de interferencias

La conmutación de alta frecuencia de una fuente de alimentación conmutada y la presencia de tensiones y

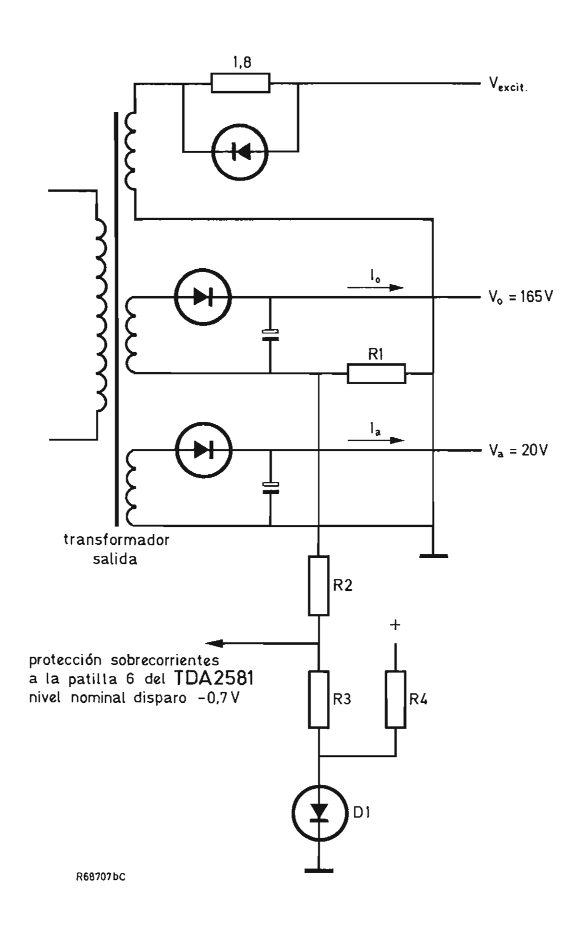


Figura 7(b). Disposición del circuito para reducir las tolerancias de nivel de protección. La tensión detectada en R_1 (mucho menor que −0,7 V) es compensada por una tensión positiva a través de R_4, R_3 y R_2. Como el valor de R_1 es mucho mayor que 1,2 Ω, las pérdidas son mayores que las del circuito de la figura 7(a). El diodo D_1 evita que se active la protección cuando la carga en la salida de 165 V es baja.

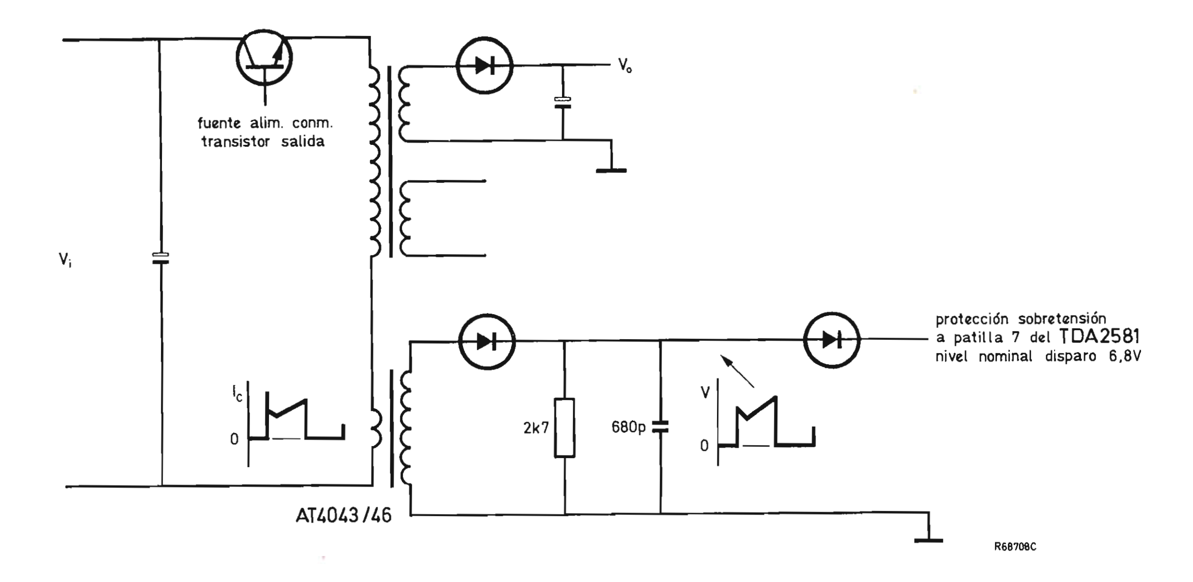


Figura 8. Circuito opcional para detectar el nivel de pico de la corriente de colector del transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada con un transformador de corriente.

corrientes alternas de nivel elevado, hacen que se genere cierta cantidad de interferencias. Las interferencias se pueden clasificar de la siguiente manera:

- *Interferencia visible.* Esta interferencia es producida por la inyección de señales espúreas radiadas en el sintonizador y/o en los circuitos amplificadores de F.I. del receptor. La fuente principal de interferencia visible es el elevado valor de dI/dt de los impulsos de corriente que pasan por los transistores de conmutación y por los diodos.
- *Contaminación simétrica de la red.* Esta interferencia aparece entre las líneas de la red y es producida por las corrientes de conmutación de la fuente a través del rectificador de red.
- *Contaminación asimétrica de la red.* Esta interferencia aparece entre tierra y cada una de las líneas de la red. Es producida por las corrientes que circulan a través de la capacidad entre tierra y los componentes sometidos a tensiones de c.c. de nivel elevado. Este tipo de interferencia es más pronunciado en las fuentes aisladas de la red debido a la elevada impedancia entre el primario y los secundarios aislados de la red del transformador de salida.

A continuación se da una breve guía de las medidas que se deben tomar para reducir las interferencias generadas por la fuente de alimentación conmutada.

2.9.1. *Reducción de las interferencias visibles*

Hay que tener en cuenta los siguientes puntos:

- El colector del transistor de salida de la fuente debe estar conectado a un potencial constante para evitar que circule una corriente de subida rápida a través de la capacidad dispersa en el colector, es decir, entre el colector y el radiador.
- Se debe conectar un condensador directamente en paralelo con el devanado primario del transformador de salida para reducir la longitud del lazo a través del que circula la corriente del transformador de elevado valor dI/dt. Un resistor de bajo valor y de baja autoinducción se debe conectar en serie con el condensador para amortiguar las oscilaciones de la corriente.
- Se puede reducir el valor de dV/dt en rectificadores dispuestos en los circuitos de los devanados secundarios del transformador de salida, conectando un condensador en paralelo con cada diodo.
- Se debe conectar una red RC (56 Ω/470 μF) en el circuito de colector del transistor excitador de la fuente de alimentación conmutada para disminuir el valor dV/dt en el transformador excitador.
- Un autoinductor de 5 μH conectado en serie con el emisor del transistor de salida de la fuente conmutada reduce la pendiente de la corriente que circula a través de la capacidad dispersa entre este punto y tierra.

- Se debe conectar la línea común del lado aislado de la red de la fuente al chasis del receptor a través de una conexión de baja autoinducción.

2.9.2. Reducción de la contaminación de la red

Hay que considerar los siguientes puntos:

- El rectificador de la red debe colocarse en un lugar libre de campos electromagnéticos y electrostáticos generados por los lazos de corriente asociados con los circuitos del primario y del secundario del transformador de salida.
- Se debe conectar un condensador de filtro en paralelo con cada diodo del puente rectificador de la red.
- Se debe conectar un autoinductor en serie con las líneas de la red y un condensador entre ambas. El autoinductor de filtro más eficaz consta de dos devanados dispuestos en un núcleo cerrado. Así, los devanados están acoplados entre sí de forma que las corrientes de la red generan campos opuestos.
- Se debe disponer de dos pantallas en el transformador de salida para evitar la aparición de tensiones alternas entre los devanados primario y secundario.
- Se debe conectar un condensador entre las líneas aislada y no aislada de retorno común. Las normas de seguridad especifican que este condensador no debe ser superior a 4,7 nF.

2.9.3. Realización del circuito impreso

Cuando se diseña el circuito impreso, se deben tener en cuenta los siguientes puntos:

- Minimizar la longitud del lazo que comprende el condensador electrolítico de entrada, el transistor de salida de la fuente conmutada y el devanado primario del transformador de salida.
- Minimizar la longitud del lazo que comprende el devanado secundario principal del transformador de salida, el diodo de efecto de volante y el condensador electrolítico de salida.
- Minimizar la longitud de los bucles de los circuitos que contienen los componentes amortiguadores.

3. DESCRIPCION DEL CIRCUITO

La figura 9 muestra el esquema del circuito completo de una fuente de alimentación conmutada aislada de la red que utiliza un convertidor de c.c. en c.c. de retroceso y un circuito integrado de control tipo TDA2581. En "Revista Miniwatt" Vol. 16, Núm. 9 y 10 se dió más información relacionada con el TDA2581 y su funcionamiento junto con el procesador de sincronismo tipo TDA2571.

3.1. Circuito de entrada de la red

Un filtro *LC* contra interferencias dispuesto en las líneas de entrada a la red presenta una elevada impedancia a las corrientes que entran a la red. Incluso sin blindaje externo por la fuente conmutada, limita la contaminación de la red a unos 10 dB por debajo de los límites impuestos por el C.I.S.P.R. Sin blindaje externo ni filtro, la contaminación de la red excede a los límites impuestos por el C.I.S.P.R. solamente en 5 dB.

La entrada de red es aplicada a un pequeño transformador de alimentación de reposo cuya salida es rectificada en onda completa y filtrada mediante un filtro capacitivo para proporcionar una alimentación de 35 V aislada de la red a un receptor de control remoto. Esta alimentación es utilizada también para alimentar el circuito integrado de control y la etapa excitadora. Esta disposición tiene más ventajas que el circuito en el que el circuito integrado de control es alimentado a partir de la entrada continua de la fuente conmutada no aislada de la red. Estas ventajas son:

- El aislamiento de la red es necesario únicamente entre los devanados del transformador de alimentación de reposo, el transformador excitador y el transformador de salida de la fuente conmutada.
- La estabilización de la tensión de la fuente está mejorada porque la regulación no es función del acoplamiento entre los devanados del transformador de salida.
- La disipación en los resistores de absorción es menor.

La entrada de la red se aplica también a un puente rectificador tipo BY224, cuya salida es filtrada por un condensador para proporcionar la entrada contínua de la red a la fuente conmutada. La corriente de pico extraida de la red es limitada por un resistor de 2,2 Ω junto con la impedancia del filtro contra interferencias y las impedancias exteriores. En la línea de entrada de la red se intercalan fusibles de acción retardada. En la línea de c.c. de entrada principal a la fuente, un fusible de acción rápida limita la corriente que puede circular si el colector del transistor de salida de la fuente se cortocircuita.

3.2. Alimentación del circuito de control

Tanto el circuito integrado de control como la etapa excitadora de la fuente de alimentación conmutada se alimentan de la salida de un pequeño transformador de excitación de reposo rectificada por un puente. Los re-

quisitos para la alimentación de la patilla 9 del circuito integrado de control son:

- Ser capaz de proporcionar, en el peor caso, la mínima corriente de alimentación necesaria para hacer funcionar todos los dispositivos (19 mA) con la mínima tensión de red especificada (187 V).
- Tener baja tensión de rizado.
- Si la alimentación de red es interrumpida por desconexión o por una conexión intermitente, la tensión de alimentación del circuito integrado debe caer rápidamente por debajo del nivel de protección contra baja tensión de alimentación (9,3 V), asegurando así que el transistor de salida de la fuente no será conmutado con un factor de trabajo elevado. (Como alternativa, se puede utilizar un limitador del factor de trabajo que conste de dos resistores de baja tolerancia y de un transistor NPN conectados a la patilla 12 del TDA2581.)

Los dos primeros requisitos se cumplen conectando un diodo regulador de tensión (11 V) y un resistor de 1 kΩ en la alimentación de 35 V, y conectando su punto de unión a la patilla 9 del circuito integrado.

El último requisito se obtiene conectando un resistor de 510 Ω y un condensador de 22 μF entre el retorno común y la toma central del devanado secundario del transformador de alimentación de la red. La tensión en esta red (32/2 = 17,5 V) se conecta a la patilla 9 del circuito integrado a través de un diodo. Durante el funcionamiento normal, el diodo está polarizado en sentido inverso y la alimentación del circuito integrado se obtiene de la línea alimentación de 35 V a través de un resistor de 1 kΩ. Si la alimentación de la red se interrumpe por cualquier razón, la tensión en la toma central del devanado secundario del transformador de red cae rápidamente, el diodo conduce y cuando la tensión en la patilla 9 del circuito integrado cae por debajo de 9,3 V, el circuito de protección contra baja tensión de alimentación del circuito integrado desconecta la fuente de alimentación conmutada. Sin este sistema, la alimentación del circuito integrado tardaría en caer por debajo del nivel de protección y existiría el peligro de que el transistor de salida de la fuente se conmutase con un elevado factor de trabajo. El rizado de la tensión en la toma media del secundario del transformador de red puede ser bastante elevado, pero no debe ser suficiente para hacer que el diodo de bloqueo conduzca durante el funcionamiento normal del receptor.

3.3. Etapa de salida de la fuente de alimentación

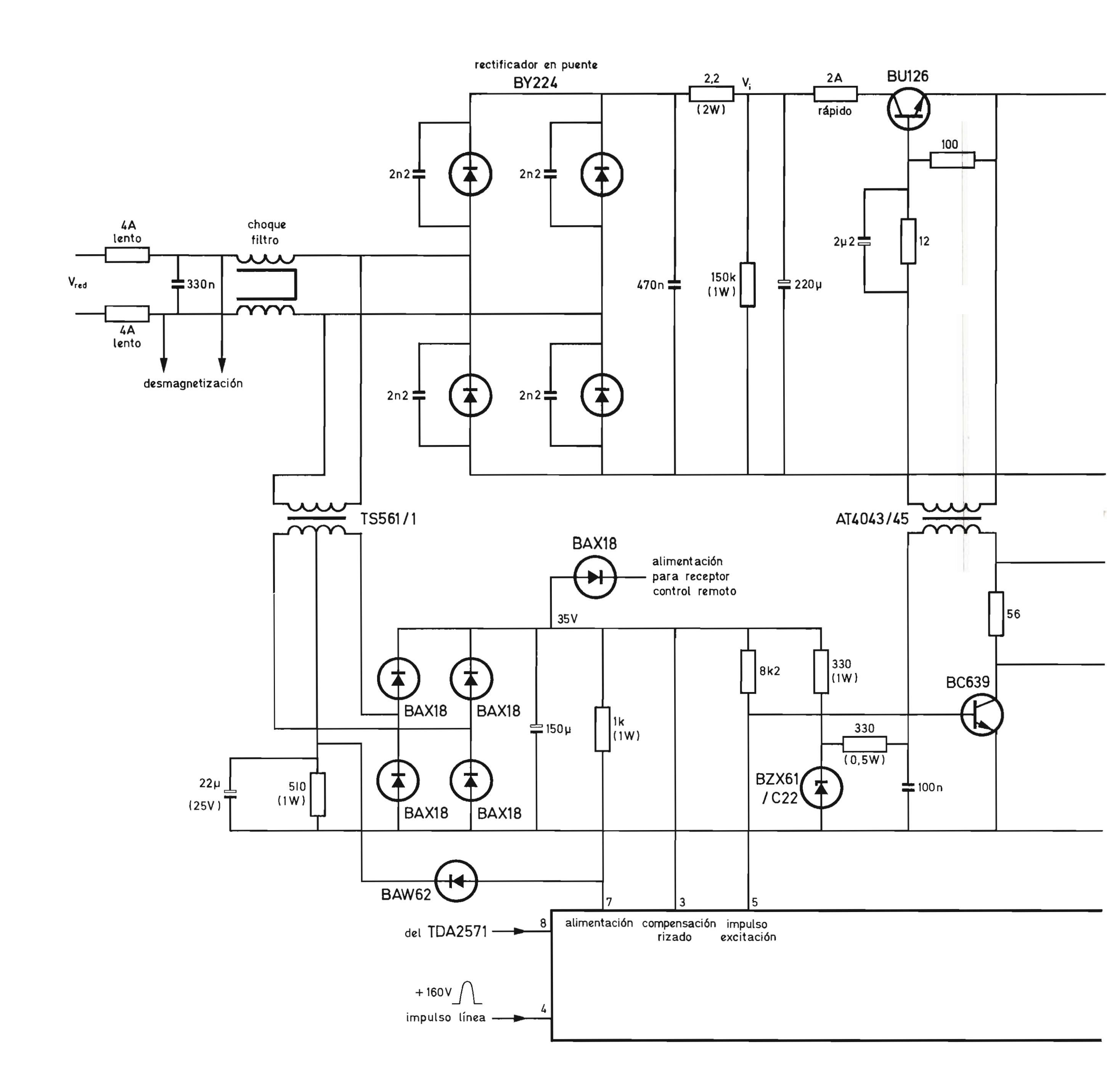
La etapa de salida de la fuente de alimentación conmutada utiliza un transistor de conmutación de alta tensión tipo BU126. Se deben tomar las siguientes medidas para limitar la radiación de interferencias y asegurar que la línea de carga del transistor permanece dentro del área de seguridad.

- El transistor de salida de la fuente se conecta al terminal de entrada del devanado primario del transformador para reducir el valor de dI/dt debido a la carga y descarga de las capacidades dispersas en el colector del transistor.
- Se conecta un condensador en paralelo con el devanado primario del transformador para reducir la longitud del bucle a través del cual circulan corrientes de subida rápida. Este condensador también prolonga el tiempo de subida de V_{CE} del transistor de salida de la fuente conmutada y elimina por lo tanto la necesidad de utilizar la usual red *CDR* en paralelo con el transistor.
- Un autoinductor de 120 μH dispuesto en el circuito del emisor del transistor de salida de la fuente conmutada reduce la amplitud y aumenta el tiempo de subida de la corriente de paso a conducción del transistor de salida. Como este inductor minimiza la tensión V_{CE} del transistor durante el inicio de la corriente de colector en el momento de iniciarse la conducción, reduce también las pérdidas durante este momento. Redes amortiguadoras en paralelo con el autoinductor de 120 μH y con el devanado primario del transformador limitan la sobretensión que se produce cuando pasa a bloqueo el transistor de salida de la fuente conmutada.
- Para evitar lazos de realimentación a través de masa, los devanados secundarios de 20 V de excitación de base del transformador están conectados solamente al punto de retorno común en los paneles de pequeña y elevada señal respectivamente.

La autoinducción del devanado primario del transformador de la fuente conmutada es de 7 mH y la relación de espiras entre el primario y el secundario principal es 1,2 : 1, lo que da como resultado una corriente de pico de colector en el transistor de salida de 2 A en las condiciones de mínima tensión de red (V_i = 235 V c.c.) y máxima potencia de salida (154 W incluyendo 10 W de pérdidas, 20 W de carga auxiliar y 4 W de excitación de base).

3.4. La etapa excitadora de la fuente de alimentación

La etapa excitadora utiliza un transistor de baja tensión tipo BC639 en un circuito acoplado por transformador diseñado de acuerdo con los principios discutidos en el apartado 2.7. Se obtiene una alimentación aislada de la red para la etapa excitadora rectificando y filtrando la salida del pequeño transformador de alimentación de


rectificador en puente
BY224
2,2
(2W)
V_i
2A
rápido
BU126
100
2n2
2n2
4A
lento
choque
filtro
V_{red}
330n
4A
lento
desmagnetización
470n
150k
(1W)
220μ
2μ2
12
2n2
2n2
TS561/1
AT4043/45
BAX18
alimentación
para receptor
control remoto
35V
56
8k2
330
(1W)
BC639
BAX18
BAX18
150μ
1k
(1W)
330
(0,5W)
22μ
(25V)
510
(1W)
BAX18
BAX18
BZX61
/C22
100n
BAW62
7
3
5
8
del TDA2571
alimentación
compensación
rizado
impulso
excitación
+160V
impulso línea
4

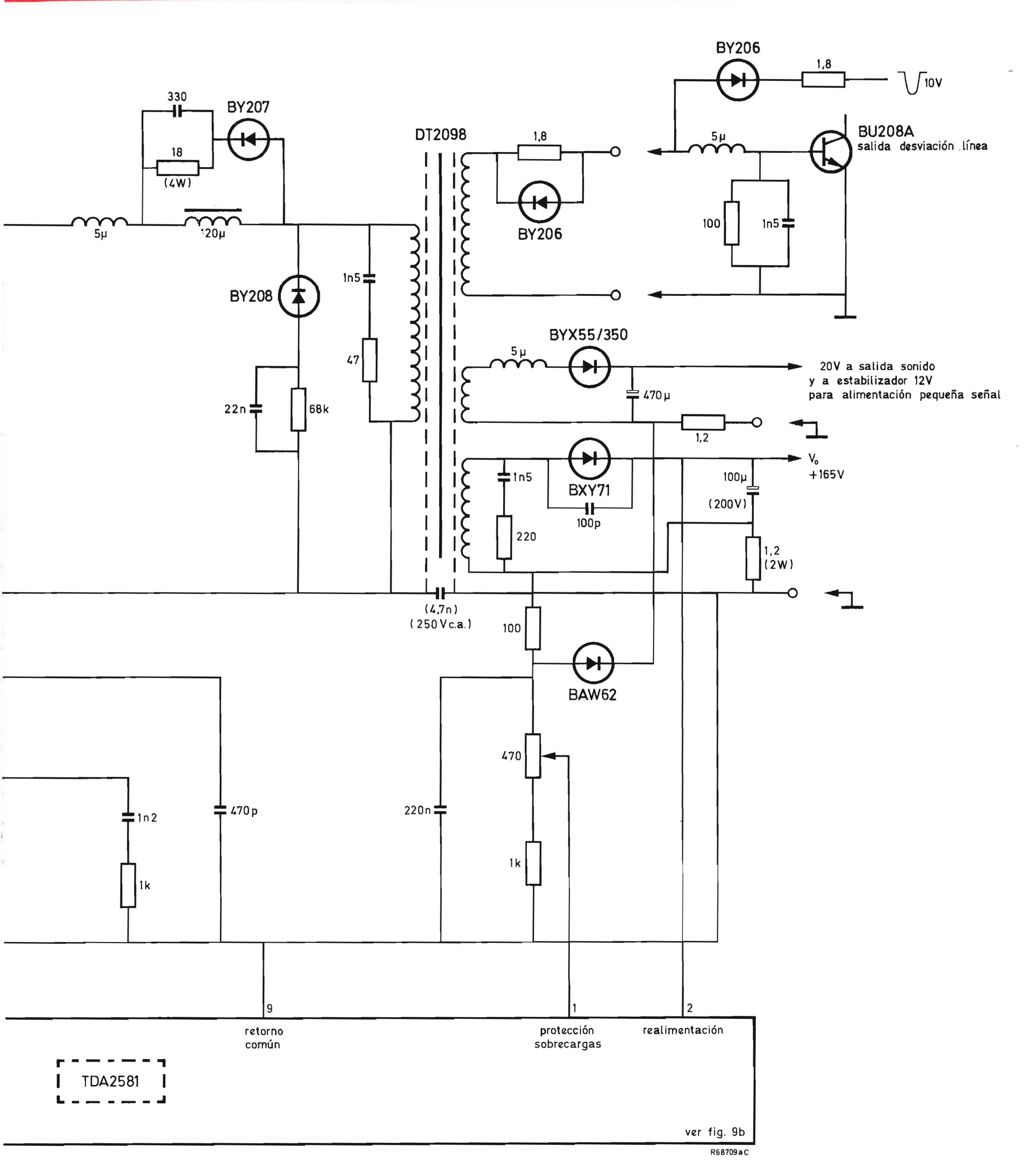


Figura 9(a). Circuito de una fuente de alimentación conmutada que utiliza un convertidor de retroceso para obtener las alimentaciones aisladas de la red y la excitación de la desviación horizontal para un receptor de televisión en color.

reposo conectado a la red. La corriente directa de base del transistor excitador se obtiene de la línea de alimentación de 35 V a través de un resistor de 8,2 kΩ. El transistor pasa a bloqueo por el circuito integrado de control. El resistor de 56 Ω y el condensador de 470 pF dispuestos en el circuito de colector minimizan la radiación de interferencias.

La tensión de alimentación del circuito excitador (35 V) no es lo suficientemente elevada como para lograr la situación ideal en la cual la corriente final de base del transistor excitador no es influenciada por las variaciones del factor de trabajo de la excitación de la fuente conmutada. Por lo tanto, la tensión de alimentación del colector del transistor excitador está estabilizada con un diodo regulador de tensión de forma que las variaciones de la tensión de red tengan mínimo efecto en la corriente de base. El diodo que aparece en el colector del transistor excitador en la figura 5 no se utiliza en el circuito de la figura 9 porque el bajo valor del resistor de alimentación en serie (330 Ω) junto con el diodo regulador de tensión aseguran que no existirán excursiones negativas en la tensión a través del condensador de 100 nF durante la desconexión remota o durante el funcionamiento de los circuitos de protección.

Los oscilogramas de la figura 12 muestran que la forma de onda de la corriente aplicada a la base del transistor de salida de la fuente conmutada (BU126) cumple los requisitos publicados en el manual de datos.

3.5. Circuito integrado de control

El circuito integrado de control tipo TDA2581 realiza todas las funciones de control en una fuente de alimentación conmutada. Además de controlar el factor de trabajo de los impulsos de excitación de la fuente conmutada para compensar las variaciones de la red y de la carga, proporciona:

- protección contra sobrecorrientes con recuperación automática después de un fallo transitorio;
- protección contra sobretensiones;
- efecto de arranque suave para evitar picos de corriente en la conexión;
- protección contra baja tensión de alimentación del circuito integrado y la eventualidad de que el diodo de referencia de tensión esté en cortocircuito o en circuito abierto;
- protección en caso de fallo en el lazo de realimentación durante el arranque suave;
- un lazo de control de la fase de respuesta rápida que compensa los impulsos de excitación de la fuente conmutada contra retrasos en el circuito de desviación horizontal, permitiendo así que la excitación de la desviación horizontal sea obtenida de la fuente conmutada.

El esquema de la figura 9(b) junto con la siguiente descripción de la función de cada una de las patillas del circuito integrado proporciona un resumen de las funciones efectuadas por el circuito de control.

Patilla 1 – Salida del detector de fase. Proporciona una variación de corriente (de +1 mA a –1,5 mA máx). La corriente media es proporcional a la diferencia de fase entre los impulsos de sincronismo horizontal de la patilla 3 del TDA2571 y los impulsos de retroceso horizontales en la patilla 2. Entre la patilla 1 y las entradas del oscilador controlado por tensión en las patillas 14 y 15, se conecta un filtro de efecto de volante con una constante de tiempo corta.

Patillas 2 y 3 – Entradas del detector de fase. A la entrada del detector de fase, patilla 3, se aplican los impulsos de sincronismo horizontal reconstruidos y libres de ruido del TDA2571. La información de la fase de la imagen para el detector de fase se aplica a la patilla 2. La entrada de la patilla 2 puede ser un impulso de retroceso o un transitorio obtenido en un pequeño toroide, cuyo núcleo es saturado por la corriente de desviación horizontal.

Patillas 4 y 5 – Control del arranque suave. Entre la patilla 5 y la línea de retorno común (patilla 16) hay que conectar un resistor y un condensador en paralelo. Esta red controla la velocidad con la que el factor de trabajo de los impulsos de excitación de la fuente conmutada aumentan desde un valor bajo a su valor normal de funcionamiento después de la puesta en marcha o después de un fallo transitorio. Esto minimiza la corriente impulsiva de entrada. La red también tiene influencia sobre el período de repetición del arranque suave durante un fallo persistente. El valor del condensador conectado a la patilla 4 determina el número de repeticiones del arranque suave que puede presentarse antes de que la salida de la fuente conmutada se desconecte permanentemente en el caso de un fallo persistente. La patilla 4 también puede utilizarse para la desconexión remota. Un condensador conectado entre la salida de 165 V y la patilla 5 proporciona la realimentación que controla la velocidad con que aumenta la tensión de salida más que la velocidad de aumento del factor de trabajo. Por tanto, esta realimentación asegura un arranque lento y suave sin que ninguna salida sea sobrepasada en el transistor de salida de la fuente conmutada o en el transformador.

Patilla 6 – Protección contra sobrecorrientes. A esta patilla se conecta una tensión que es proporcional a las

corrientes drenadas de las salidas de la fuente de alimentación conmutada. La tensión puede ser positiva o negativa y el nivel de funcionamiento es de unos 0,7 V. Las tensiones obtenidas en los resistores sensores de las líneas de salida se aplican a un potenciómetro que se utiliza para ajustar el nivel correcto de protección contra sobrecorrientes. El potenciómetro está ajustado para una corriente de salida de 0,8 A en la línea de 165 V a temperatura ambiente. Esto asegura una potencia de salida de 120 W de la línea de 165 V a una temperatura ambiente de 60°C. El nivel de protección contra sobrecorrientes para la salida de 20 V en el circuito de la figura 9(a) no es ajustable. Las tolerancias de los componentes pueden hacer que la corriente nominal de 1,1 A en esta salida varíe ±0,2 A. No se ha tenido en cuenta el retraso entre la detección de la sobrecorriente y el paso a bloqueo del transistor. Si este retraso está limitado a 1 ó 2 μs, se puede permitir que el núcleo del transformador se sature para corrientes superiores a 2,1 A. Sin embargo, si el transistor de excitación de la fuente de alimentación conmutada es gobernado con un impulso negativo de retroceso horizontal, el retraso entre la detección de la sobrecorriente y el bloqueo del transistor puede ser del orden de 12 μs. Por esta razón, el impulso de gobierno horizontal en la figura 9(a) se aplica directamente a la base del transistor de salida horizontal a través de un resistor de 1,8 Ω y un diodo. Se conecta un condensador de bajo valor entre la patilla 6 y el retorno común para evitar el accionamiento prematuro del circuito de protección por picos de interferencia.

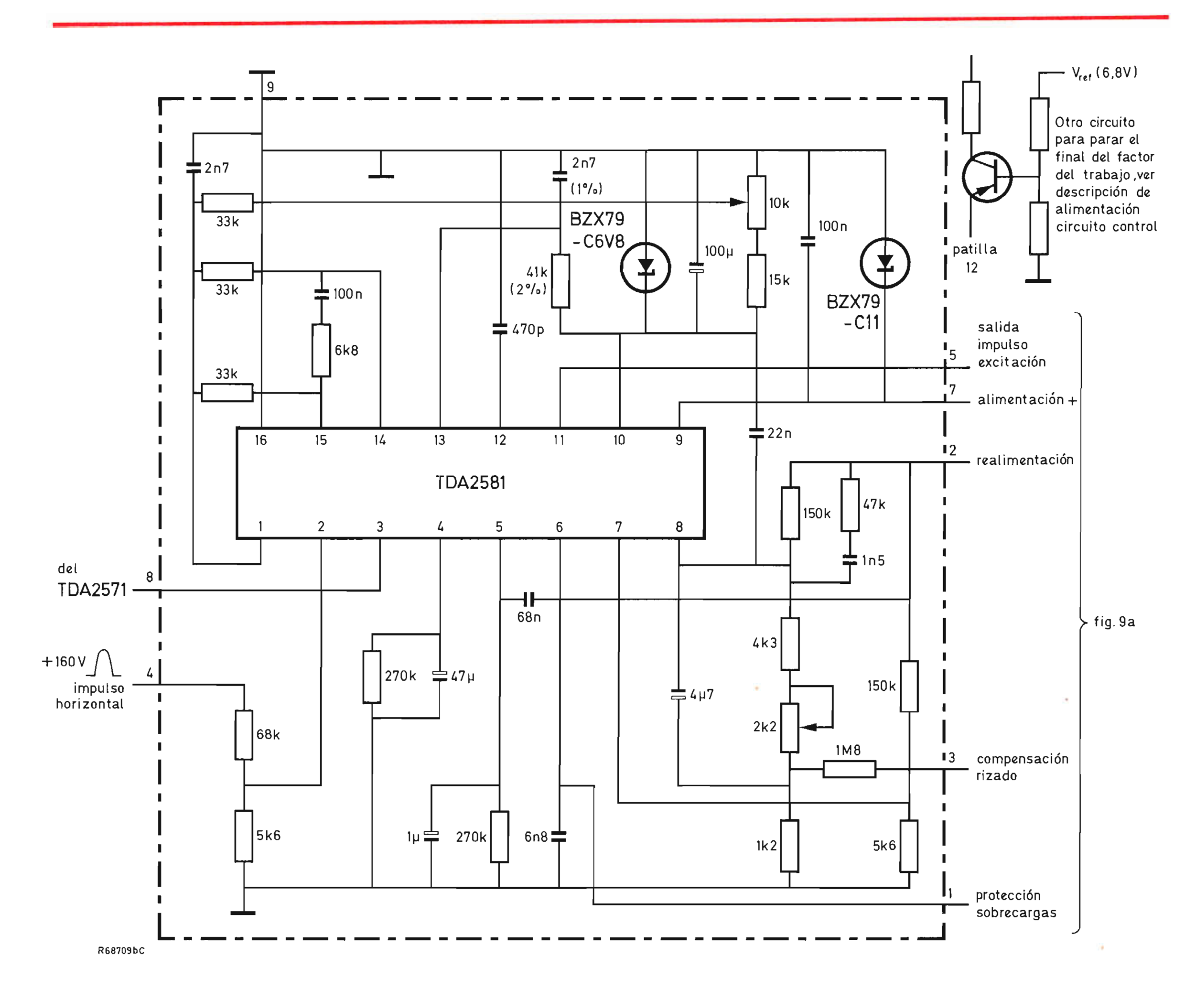


Figura 9(b). Componentes periféricos que se utilizan con el circuito integrado de control tipo TDA2581.

Patilla 7 – Protección contra sobretensiones. A la patilla 7 se aplica una muestra de la tensión de salida de la fuente de alimentación conmutada. Si esta tensión es mayor que la tensión de ruptura del diodo regulador de tensión conectado a la patilla 10, se activa la protección contra sobrecargas. Las tolerancias en el nivel de protección son determinadas por las tolerancias de los resistores periféricos del circuito y por la tolerancia de la tensión de trabajo del diodo regulador de tensión. En el circuito de la figura 9(b), que utiliza un diodo regulador de tensión con una tolerancia de la tensión de trabajo de ±5% y resistores con una tolerancia del 2% en el divisor de tensión dispuesto en la salida de la fuente de alimentación conmutada, la tensión nominal de iniciación del circuito de protección es 189 V. Los límites en el peor caso debidos a las tolerancias de los componentes son 173 V y 206 V.

Patilla 8 – Entrada de la tensión de realimentación. Esta patilla está conectada internamente al amplificador diferencial. La otra entrada del amplificador está conectada a la tensión de referencia en la patilla 10. El factor de realimentación de c.c. del circuito de realimentación externo debe elegirse de modo que a la patilla 8 se aplique una tensión igual a la tensión de referencia cuando la tensión de salida de la fuente esté en el nivel requerido. Los componentes conectados a la patilla 8 del circuito de la figura 9(b) se pueden dividir en los cinco grupos siguientes:

- Un circuito de realimentación que comprende un divisor de tensión de salida de la fuente formado por un resistor de 150 kΩ en serie con un potenciómetro de ajuste de 2,2 kΩ y dos resistores de 4,3 y 1,2 kΩ. El potenciómetro se utiliza para ajustar el nivel de tensión de la salida principal de la fuente de alimentación conmutada.
- Una red compensadora de zumbido que incorpora un resistor de 1,8 MΩ. Este resistor conecta el zumbido que aparece en el condensador de filtro de la alimentación de espera al divisor de tensión de salida de la fuente en el circuito de realimentación mencionado anteriormente. El efecto de la inyección de señal de este circuito no es muy grande (zumbido reducido a la mitad) porque el zumbido en el condensador de filtro de la alimentación de espera no es idéntico al zumbido dependiente de la carga en el condensador de filtro de la salida principal de la fuente conmutada. Sin compensación de zumbido, el zumbido en la tensión de salida principal de la fuente conmutada estaría dentro del 0,2% especificado; con compensación de zumbido, es de un 0,1%.
- Un condensador de 4,7 μF en paralelo con parte de la zona inferior del divisor de tensión de salida de la fuente conmutada. Este condensador actúa junto con el resistor de 1,2 kΩ para reducir la ganancia de lazo en c.a. del sistema de control del factor de trabajo. Sin él, la elevada ganancia de lazo proporcionada por el circuito integrado puede producir inestabilidad.
- Una red *RC* en serie que comprende un condensador de 1,5 nF y un resistor de 47 kΩ conectada en paralelo con el resistor de 150 kΩ de la parte superior del divisor de tensión de la salida de la fuente conmutada. Esta red reduce el tiempo de respuesta de la fuente de alimentación conmutada y amortigua las oscilaciones de la tensión de salida que podrían ser producidas por cargas en forma de impulsos.
- Un condensador de 22 nF conectado entre las patillas 8 y 10. Este condensador desacopla los transitorios de interferencia que pueden aparecer en la patilla 8.

Patilla 9 – Alimentación positiva. Se debe conectar a esta patilla la alimentación de c.c. para el TDA2581. El consumo de corriente típico del circuito integrado es de 15 mA (19 mA máximo). Si la tensión aplicada a esta patilla cae por debajo de 9,3 V, el circuito de protección contra baja tensión de alimentación desconecta la fuente de alimentación. Como se muestra en la figura 9(a), el tiempo de reacción de este circuito de protección se acorta obteniendo la tensión de alimentación inicial del circuito integrado de un condensador y un resistor en paralelo conectados a través de un diodo a la toma central del devanado secundario del transformador de alimentación de espera. Como la constante de tiempo de esta red es corta, la tensión de alimentación en la patilla 9 del circuito integrado cae rápidamente cuando se desconecta el receptor o si se interrumpe la alimentación de la red a la fuente de alimentación conmutada.

Patilla 10 – Entrada de referencia. Entre esta patilla y la patilla 16 (retorno común) se debe conectar un diodo regulador de tensión (6,8 V nominales). La estabilidad de la fuente de referencia determina la estabilidad total de la tensión de salida de la fuente. La corriente disponible para un diodo de 6,8 V es de 0,9 mA pero, si es necesario, esta corriente puede aumentarse conectando un resistor exterior entre la patilla 10 y la alimentación de 12 V de la patilla 9. Si la tensión en la patilla 10 sube por encima de 8,5 V (debido a un fallo del diodo regulador de tensión), el circuito de protección desconecta la fuente de alimentación.

Patilla 11 – Salida del impulso de excitación con colector abierto. El colector del transistor integrado conectado internamente a esta patilla está protegido contra la aplicación de tensiones elevadas por diodos fijadores inter-

nos. Un resistor exterior (figura 9(a)) conectado entre esta patilla y la alimentación continua del transistor excitador determina la excitación de base del transistor excitador. La tensión de salida de la patilla 11 durante el período δT no será superior a 0,4 V si la corriente de salida permanece inferior a 20 mA.

Patilla 12 – Limitación del factor de trabajo del impulso de salida. Se puede limitar el máximo factor de trabajo que se puede obtener para los impulsos de salida en la patilla 11, fijando la tensión en la patilla 12 a un nivel de c.c. a partir de una fuente de baja resistencia (véase la figura 9(b)). Se debe conectar un condensador entre la patilla 12 y el retorno común para evitar que señales espúreas de bajo nivel en la patilla 8 hagan que el modulador de anchura de impulsos interno conmute erróneamente.

Patilla 13 – Control de la frecuencia del oscilador. Esta patilla está conectada al punto de unión de una red RC conectada entre la patilla 10 y el retorno común. Si el resistor conectado a la patilla 10 es de 41 kΩ y el condensador conectado a la patilla 13 es de 2,7 nF, el período nominal del oscilador será 64 μs (f = 15625 Hz). Si se utilizan componentes con una tolerancia del 1% para la red RC, la máxima variación de la frecuencia es 3% (470 Hz), de modo que no es necesario ajustarla. La máxima variación de la frecuencia del oscilador en función de la variación de la tensión de referencia en la patilla 10 es 1,5%/V.

Patillas 14 y 15 – Filtro de efecto de volante. Véase patilla 1.

Patilla 16 – Retorno común. Se debe conectar a esta patilla el polo negativo de la alimentación.

4. CARACTERISTICAS

Los siguientes valores y formas de onda se han obtenido con la fuente de alimentación conmutada cuyo circuito se da en la figura 9.

El consumo de potencia de la red para esta fuente conmutada junto con un receptor de televisión 20AX completo (amplificadores de vídeo en clase B, salida de sonido en clase B y desviación de cuadro en clase D) es 94 W para una corriente de haz igual a cero. Este consumo aumenta a 129 W con una corriente de haz igual a 1,3 mA. Estos valores se comparan con los de un receptor 20AX que utiliza una fuente de alimentación conmutada no aislada de la red con un convertidor directo. En este caso, el consumo es 95 W con una corriente de haz igual a cero y 130 W con una corriente de haz de 1,3 mA.

4.1. Tensión de entrada y frecuencia de conmutación

La fuente de alimentación conmutada cumple los requisitos especificados si el valor eficaz de la entrada de red de c.a. está entre 187 V y 265 V.

Como la excitación del transistor de desviación horizontal se obtiene de la fuente de alimentación conmutada, su frecuencia de conmutación es 15625 Hz para un sistema de 625 líneas.

4.2. Regulación y rizado

Salida principal

Tensión nominal de salida	V_0	165 V
Margen de carga	P_0	60-120 W
Variación de la tensión de salida para una variación de la tensión de entrada de 187 a 265 V eficaces, con una carga constante de 120 W	ΔV_0	40 mW
Variación de la tensión de salida para una variación de la corriente de salida de 365 mA a 730 mA con una entrada constante de 220 V eficaces	ΔV_0	50 mW
Impedancia de salida	Z_0	140 m
Nivel máximo de rizado de 100 Hz	V_{ripple}	0,1%

Salida auxiliar

Tensión de salida nominal	V_a	21 V
Margen de carga	P_a	10-20 W
Variación de la tensión de salida para una variación de la tensión de entrada de 187 a 265 V eficaces con una carga constante de 20 W	ΔV_a	160 mW
Variación de la tensión de salida para una variación de la corriente de salida de 465 a 930 mA con una entrada constante de 220 V eficaces	ΔV_a	1,1 V*
Impedancia de salida	Z_a	2,3 Ω*

* Sin el resistor sensor de corriente para el circuito de protección contra sobrecargas, estos valores son 560 mV y 1,2 Ω.

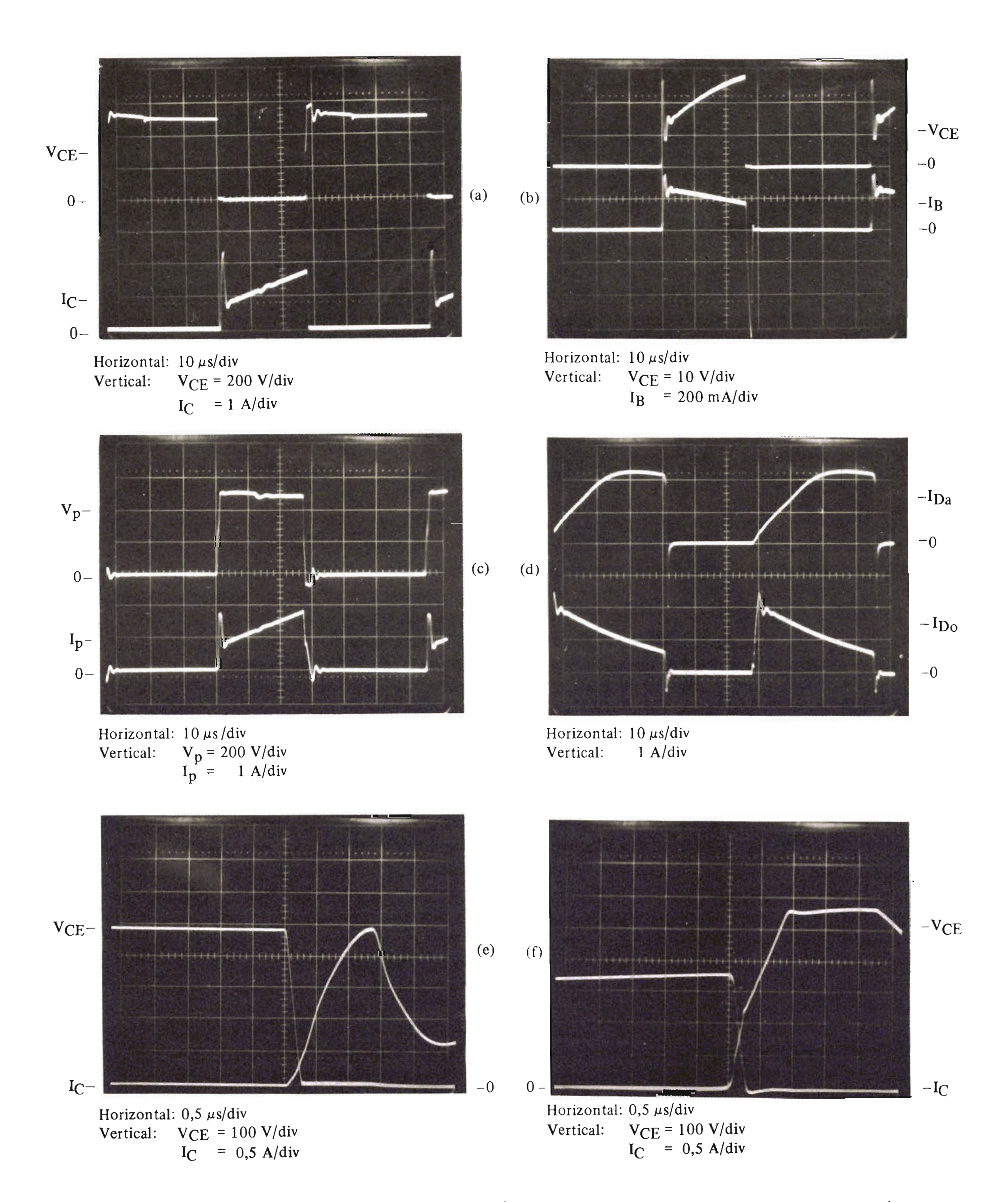


Figura 10. Formas de onda obtenidas de la fuente de alimentación conmutada durante funcionamiento normal. (a) Tensión colector-emisor y corriente de colector del transistor de salida de la fuente. (b) Tensión colector-emisor del transistor excitador y corriente de base del transistor de salida de la fuente conmutada. (c) Tensión y corriente en el devanado primario del transformador de salida. (d) Corriente a través de los diodos en las líneas de salida principal y auxiliar. (e) Tensión colector-emisor y corriente de colector del transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada durante el paso a conducción. (f) Tensión colector-emisor y corriente de colector del transistor de salida de la fuente durante el paso a bloqueo.

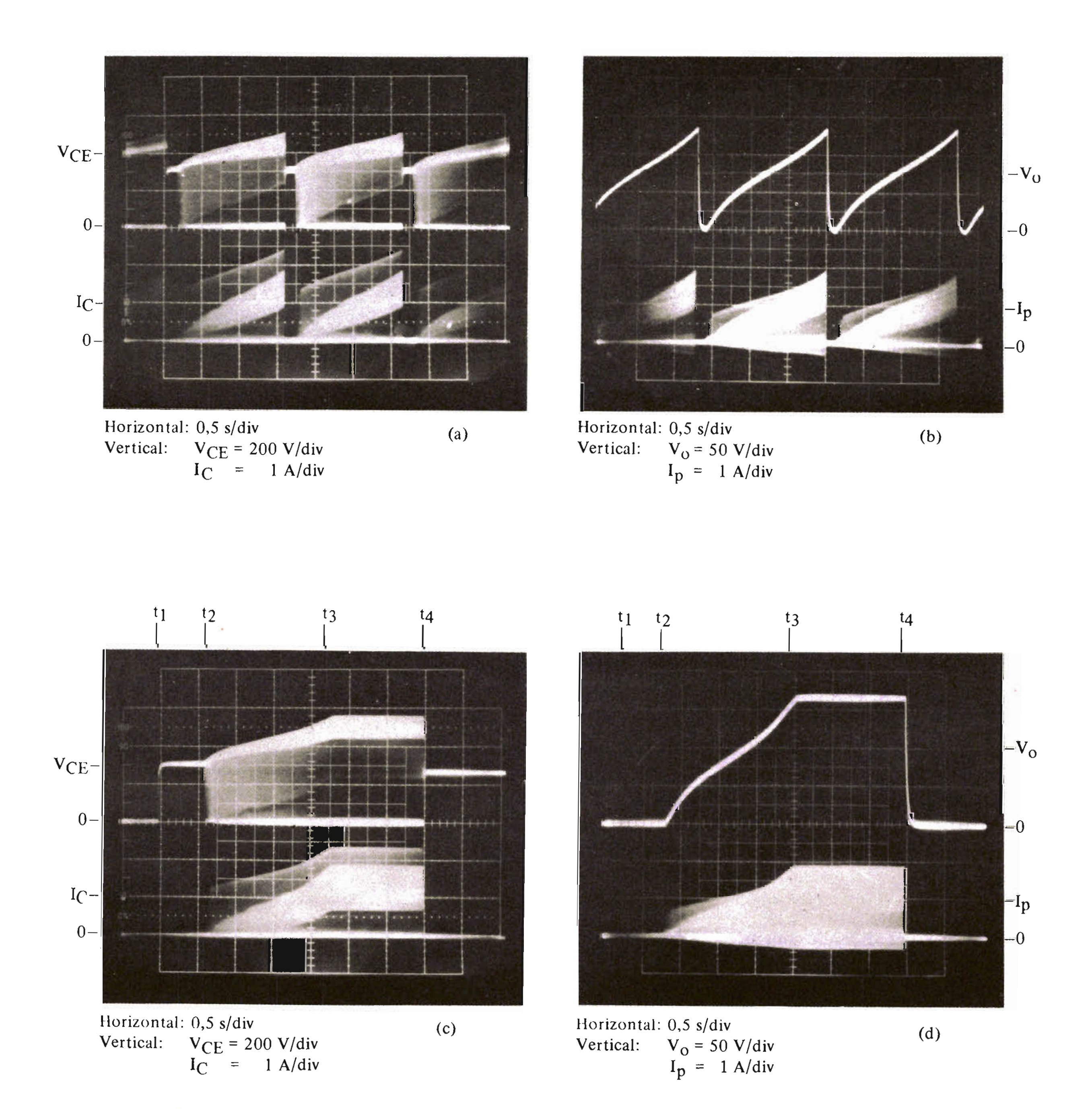


Figura 11. Formas de onda que muestran el funcionamiento de los circuitos de protección contra sobrecargas y de arranque suave del TDA2581. (a) Tensión colector-emisor y corriente de colector del transistor de salida de la fuente funcionando intermitentemente debido a una sobrecarga en la salida principal. (b) Tensión de salida principal y corriente a través del devanado primario del transformador de salida cuando la fuente funciona intermitentemente debido a una sobrecarga en la salida principal. (c) Tensión colector-emisor y corriente de colector del transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada durante el arranque suave ($t_1 - t_3$), en funcionamiento normal ($t_3 - t_4$) en el momento del paro (t_4); el intervalo de tiempo $t_1 - t_2$ es el tiempo muerto del circuito integrado de control. (d) Tensión de salida principal y corriente a través del devanado primario del transformador de salida durante el arranque suave ($t_1 - t_3$), en funcionamiento normal ($t_3 - t_4$) y en el momento del paro (t_4); el intervalo de tiempo $t_1 - t_2$ es el tiempo muerto del circuito integrado de control.

4.3. Tensión de excitación de base

Con V_{red} = 220 V eficaces $V_{excit.}$ +2,7 V/–5 V
Con V_{red} = 187 V eficaces $V_{excit.}$ +2,7 V/– 4 V
Con V_{red} = 265 V eficaces $V_{excit.}$ +2,7 V/–6,5 V

4.4. Formas de onda típicas

La figura 10 muestra las formas de onda obtenidas de la fuente de alimentación conmutada en funcionamiento normal con una tensión de entrada de 220 V eficaces y una carga total de 140 W. La figura 11 muestra las formas de onda de funcionamiento del circuito de arranque suave y del de protección contra sobrecargas en el circuito integrado de control TDA2581. La figura 12 muestra las formas de onda asociadas con el transistor de desviación horizontal tipo BU280A.

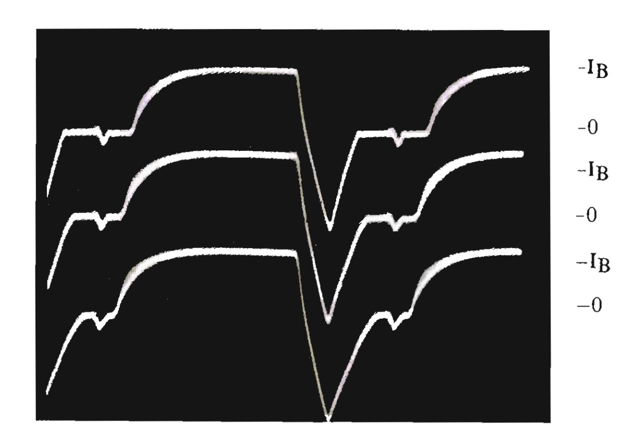


Figura 12. Corriente de base del transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada. La traza superior para V_{red} = 220 V – 15%, la traza intermedia para V_{red} = 220 V, la traza inferior para V_{red} = 220 V +10%.

4.5. Interferencias

La figura 13 muestra que la contaminación simétrica y asimétrica de la red provocada por la fuente de alimentación conmutada cae dentro de los límites especificados por el C.I.S.P.R.

5. PLACA DE CIRCUITO IMPRESO

En la figura 14 se muestra un circuito impreso que cumple los requisitos indicados en el apartado 2.9.3. y que es adecuado para el circuito de la figura 9(a).

APENDICE

Reducción de las pérdidas de conmutación del transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada

Reducción de las pérdidas durante el paso a bloqueo

Cuando el transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada pasa a bloqueo, la carga inductiva hace que la tensión colector-emisor del transistor aumente rápidamente hasta que es fijada por el diodo de efecto de volante. Para minimizar las pérdidas durante el paso a bloqueo, la pendiente del aumento de la tensión colector-emisor debe limitarse a unos 1000 V/µs de modo que la corriente de colector caiga a cero antes de que la tensión colector-emisor alcance un valor elevado. El tiempo de subida de la tensión colector-emisor puede aumentarse conectando un condensador amortiguador en paralelo con el transistor de salida de la fuente como muestra la figura 15(a), o en paralelo con el devanado primario del transformador de salida como se muestra en la figura 15(b).

Si se supone que toda la corriente de colector es ab-

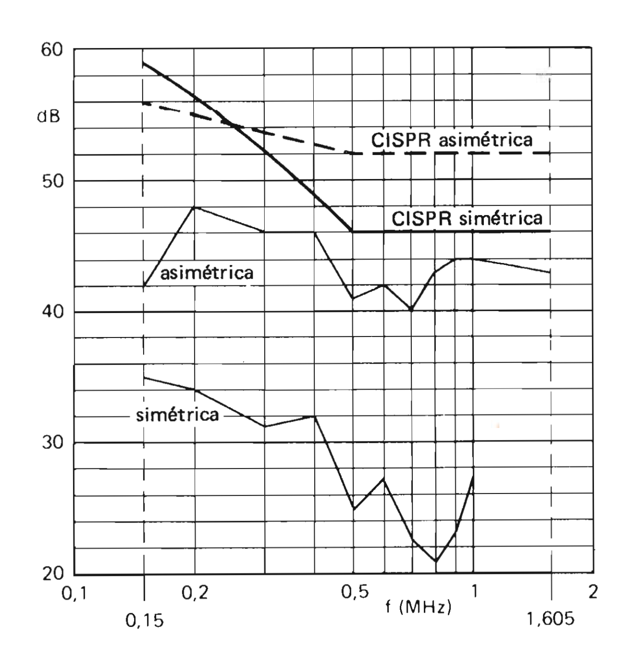


Figura 13. Contaminación de la red producida por la fuente de alimentación conmutada comparada con los límites C.I.S.P.R.

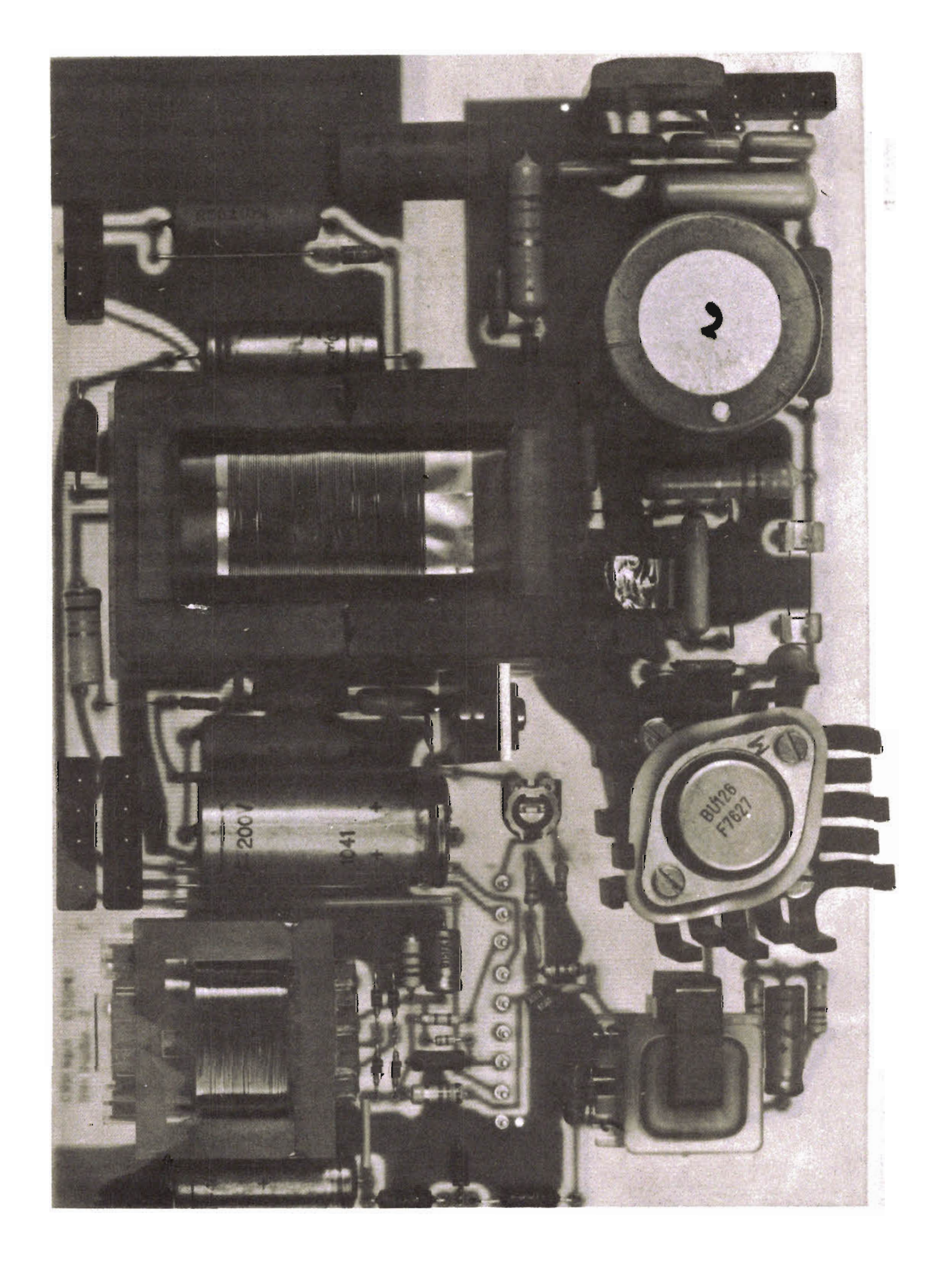


Figura 14(a). Lado de componentes de la placa de circuito impreso del circuito de la figura 9(a) (tamaño real).

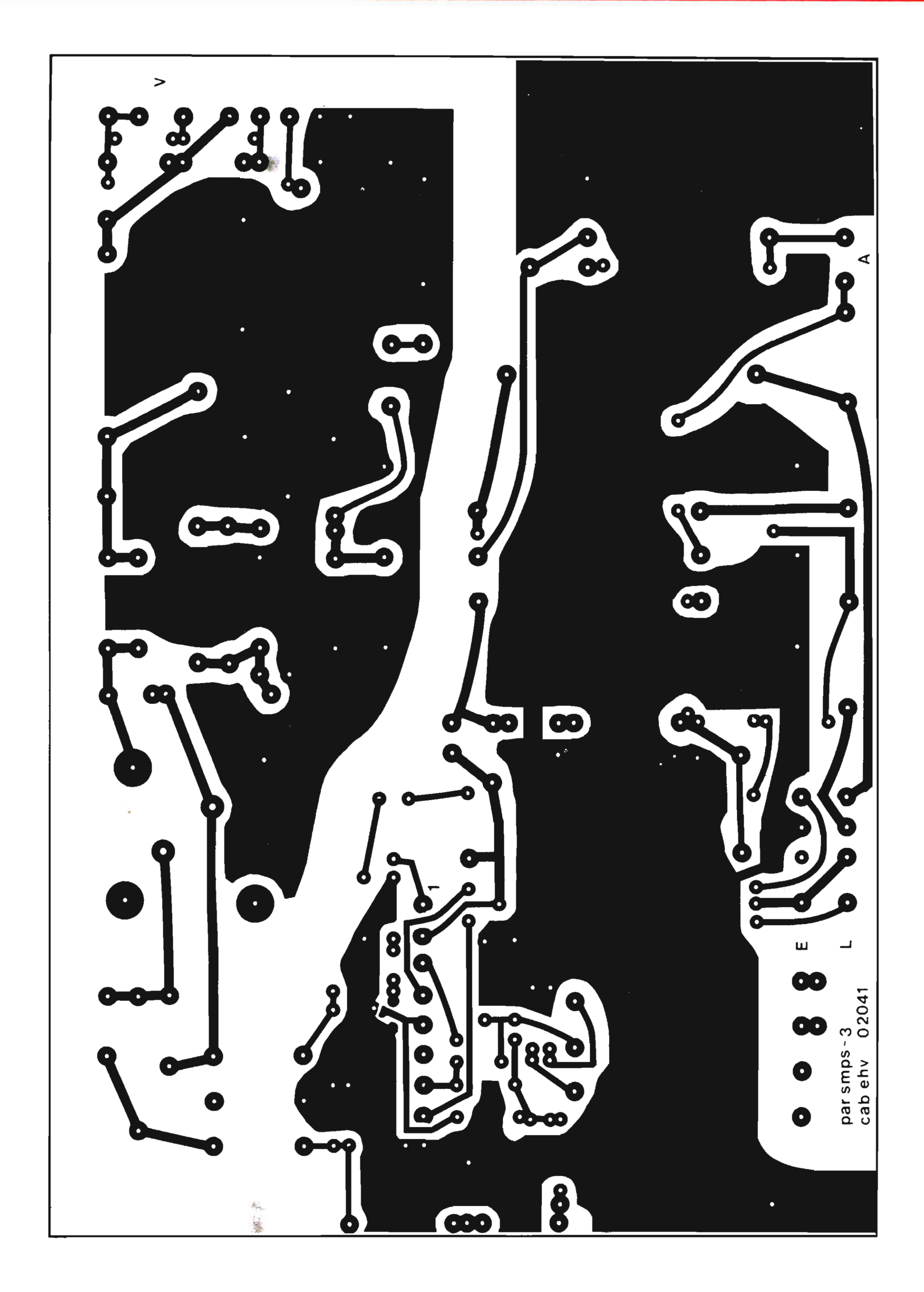
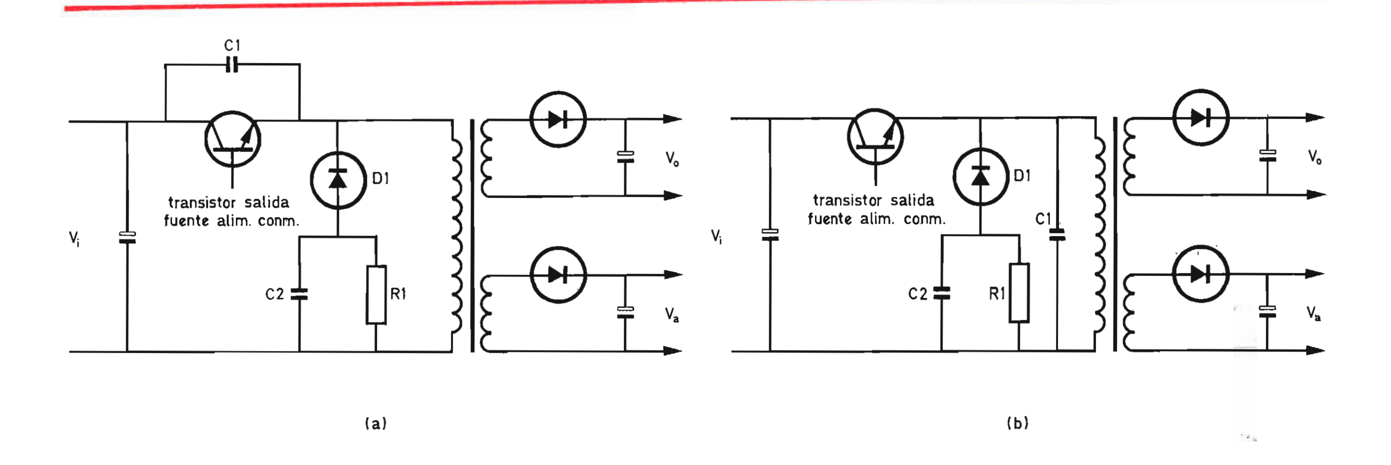
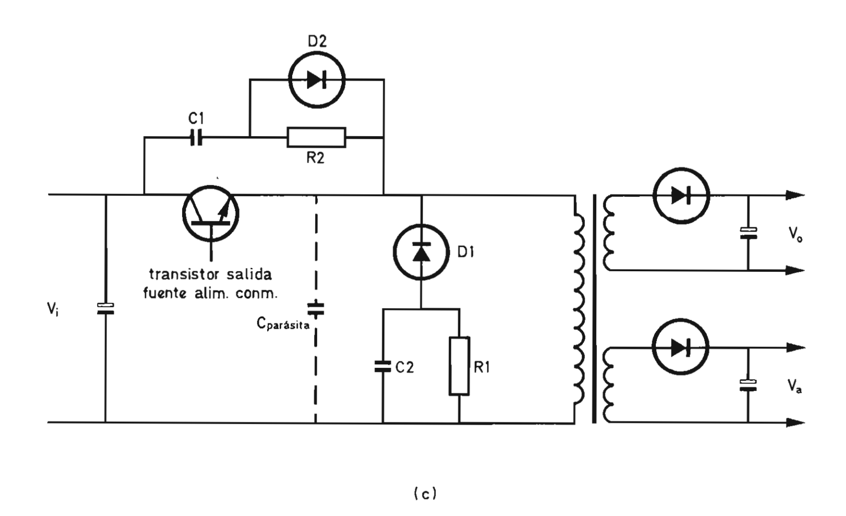


Figura 14(b). Lado del cobre de la placa de circuito impreso del circuito de la figura 9(a) (tamaño real).





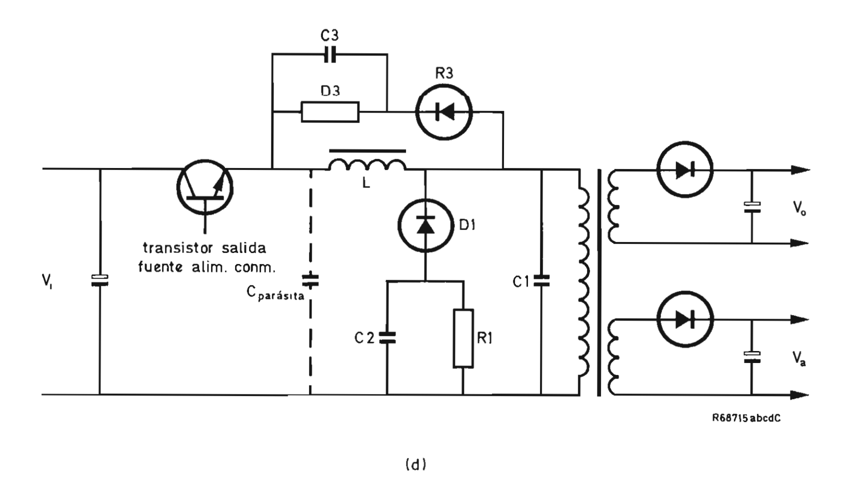


Figura 15. Reducción de las pérdidas de conmutación en el transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada.

sorbida por el condensador amortiguador durante el período de paso a bloqueo, su mínima capacidad está dada por:

$$C_{mín} = \frac{I_{CM}}{dV/dt}.$$

Para una máxima corriente de pico de colector de 2 A, esto da una mínima capacidad de 2 nF. Sin embargo, como se explicará más adelante, debe limitarse el valor máximo del condensador por circunstancias que ocurren durante el paso a conducción del transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada.

Debido a la autoinducción de dispersión del transformador, se presentará una sobretensión en la forma de onda de la tensión colector-emisor del transistor de salida de la fuente de alimentación conmutada después del paso a bloqueo. Para asegurar que la tensión colector-emisor del transistor permanece por debajo del nivel de ruptura colector-emisor (V_{CES}), hay que conectar una red fijadora de tensión compuesta por D_1, C_2 y R_1, como se muestra en la figura 15(b).

Reducción de las pérdidas durante el paso a conducción

En un convertidor de retroceso de c.c. en c.c., el diodo de efecto de volante permanece conduciendo hasta que toda su corriente (incluyendo la carga de recuperación inversa) ha sido absorbida por el transistor de salida de la fuente conmutada. Como se muestra en la figura 16, a través del transistor circulan las siguientes corrientes:

- las corrientes que circulan por los diodos de salida transferidas al devanado primario del transformador;
- la corriente necesaria para retirar la carga de recuperación inversa de los diodos de salida transferida al devanado primario del transformador;
- la corriente que carga los condensadores de amortiguamiento;
- la corriente que carga la capacidad parásita en el circuito del emisor del transistor.

El producto VA resultante durante el paso a conducción depende de la autoinducción de dispersión del transformador, de los niveles de las diversas corrientes que contribuyen a la corriente de paso a conducción del transistor de salida y de la corriente de base de paso a conducción aplicada.

Para evitar que el condensador C_1 de amortiguamiento provoque una elevada corriente de paso a conducción a través del transistor, se deben conectar el resistor R_2 y el diodo D_2 como muestra la figura 15(c) o se debe conectar un autoinductor L como muestra la figura 15(d). La potencia disipada en R_2 está dada por:

$$P_{loss} = \frac{C_1 V_{CE}^2}{2T}.$$

Por tanto, se debe limitar el valor de C_1. El valor de R_2 debe ser lo suficientemente elevado como para limitar la corriente de pico de descarga y lo suficientemente bajo como para descargar totalmente C_1 incluso si el factor de trabajo de la forma de onda de conmutación del

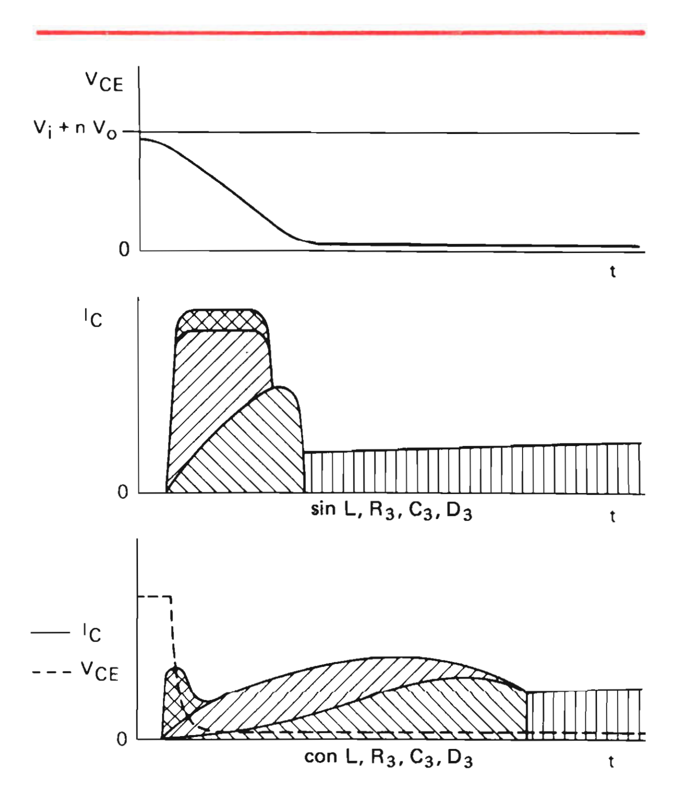


Figura 16. Limitación de la disipación del transistor durante el paso a conducción.

transistor es pequeño. Unos valores de compromiso adecuados en un circuito práctico son:

$$C_1 = 2{,}2 \text{ nF}$$

$$R_2 = \frac{T}{10C_1}.$$

El circuito de la figura 15(d) tiene la ventaja de que el autoinductor permite que la tensión colector-emisor del transistor alcance un valor bajo antes de que la corriente de colector haya aumentado mucho. El autoinductor prolonga también el tiempo de subida de la corriente de colector, reduciendo así su valor de pico inmediatamente después del instante de paso a conducción. Las oscilaciones debidas a LC_1 después del paso a conducción son amortiguadas por R_3. Toda la energía almacenada en el autoinductor mientras el transistor conduce es absorbida por R_3 a través de D_3 cuando el transistor pasa a bloqueo.

Ya que a las pérdidas que introduce el autoinductor están dadas por:

$$P_{loss} = \frac{LI^2_{CM}}{2T}$$

hay que limitar su autoinducción. Una buena aproximación de los valores de los componentes en un circuito práctico es:

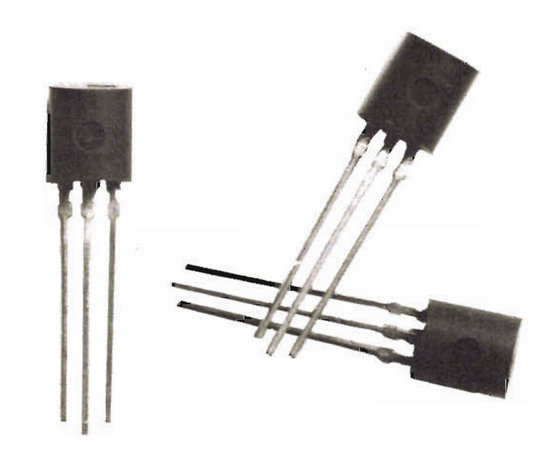
$$L = 120\ \mu\text{H}$$

$$R_3 = \frac{10L}{T}$$

$$C_3 = \frac{T}{10R_3}.$$

En el circuito de la figura 9, $L = 120\ \mu\text{H}, R_3 = 18\ \Omega$ y $C_3 = 330$ nF.

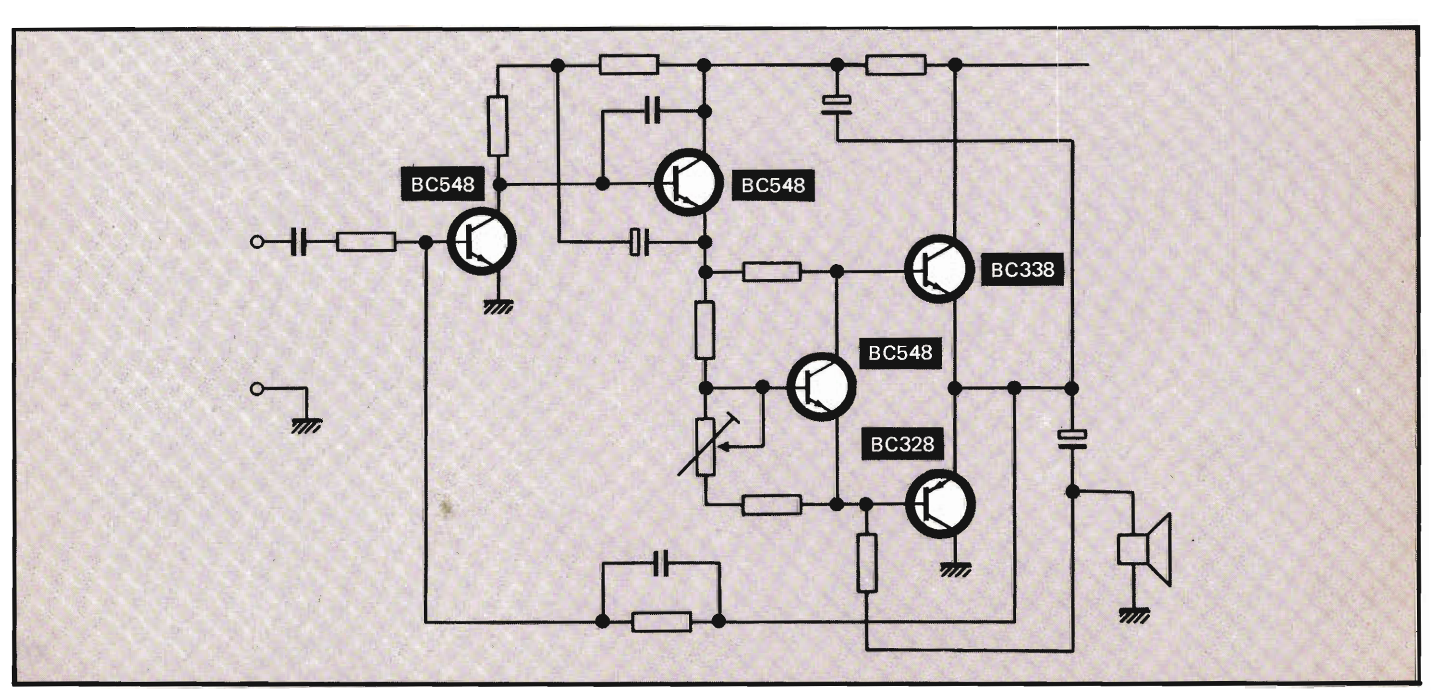
NUEVOS TRANSISTORES EN CAPSULA TO-92



La gama de nuevos transistores de baja frecuencia en cápsula TO92 de producción local incluye la familia **BC327/337** y **BC635/636** de 0,5 a 1 A respectivamente*.
Estos transistores vienen a sustituir, para nuevos diseños, a los de la serie **AC187/188.**
Gracias a su especial diseño, la máxima potencia disipada es de 0,8 a 1 vatio (Tamb = 25°C). Se emplean en:

- etapas excitadoras
- amplificadores de audio
- radio, radio portátil
- televisión en color y en blanco/negro
- aplicaciones generales

Ic (A)	25 V NPN	25 V PNP	45 V NPN	45 V PNP	60 V NPN	60 V PNP	100 V NPN	100 V PNP
0,5	BC338	BC328	BC337	BC327				
1	BC368	BC369	BC635	BC636	BC637	BC638	BC639	BC640



*Próximamente se introducirán en cápsula TO92 los transistores de salida de vídeo complementarios, clase B, **BF422/423.**

signetics

Circuitos integrados

REGULADORES DE TENSION

COPRESA le ofrece el regulador de tensión que usted necesita

SERIES	Tensiones de salida (V)	Máx. tensión entrada (V)	Corriente salida (A)	Cápsulas
LM109/209/309	+5	40	1	TO3 TO39
78..	+5; +6; +8; +12; +14; +15; +18; +24	40	1	TO3 TO220U
78 HV..		60		
78 L..	+2; +2,6; +5; +6; +6,2, +12; +15	40	0,1	TO39 TO92
78 M..	+5; +6; +8; +12; +15; +20; +24	40	0,5	TO39 TO220U
78 MHV..		60		
79..	−5; −5,2; −6; −8; −12; −15; −18; −24	−40	1	TO3 TO220U
79 M..	−5; −6; −8; −12, −15; −20; −24		0,5	TO39 TO220U
NE 5550	±5; ±6; ±12; ±15; +5/−12; +12/−6	40	0,2	TO116 TO220U1
NE/SE 550	precisión +2 a +37	40	0,15	TO100 TO116
μA723/723 C				
78 G	ajustable +5 a +30	40	1	TO3 TO220U1
78 MG			0,5	TO39 TO220U1
79 G	ajustable −30 a −2,2	−40	1	TO3 TO220U1
79 MG			0,5	TO39 TO220U1

TO3

TO39

TO92

TO100

TO116

TO220U

TO220U1

Circuitos integrados para TV color

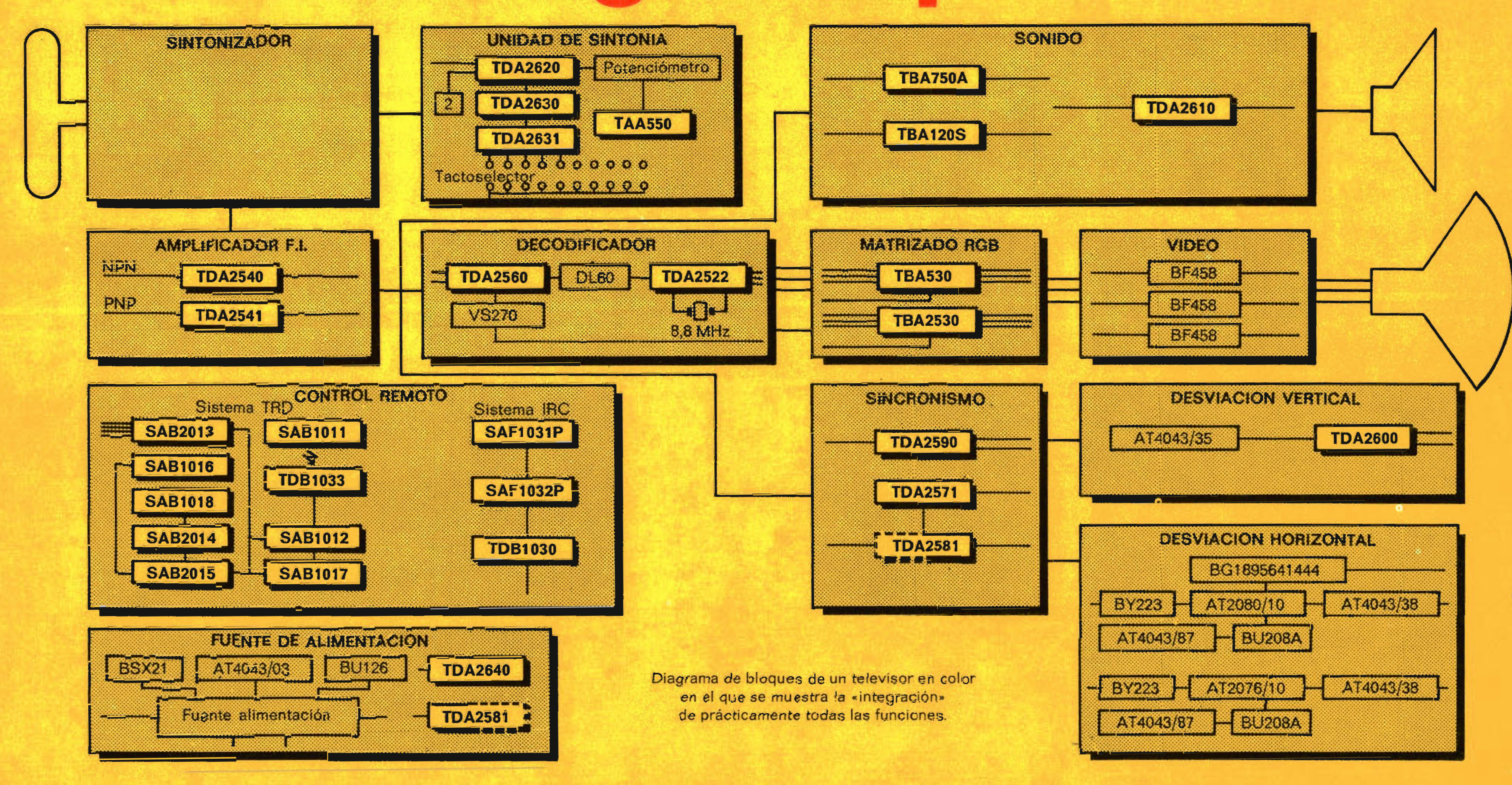


Diagrama de bloques de un televisor en color en el que se muestra la «integración» de prácticamente todas las funciones.

REVISTA Miniwatt

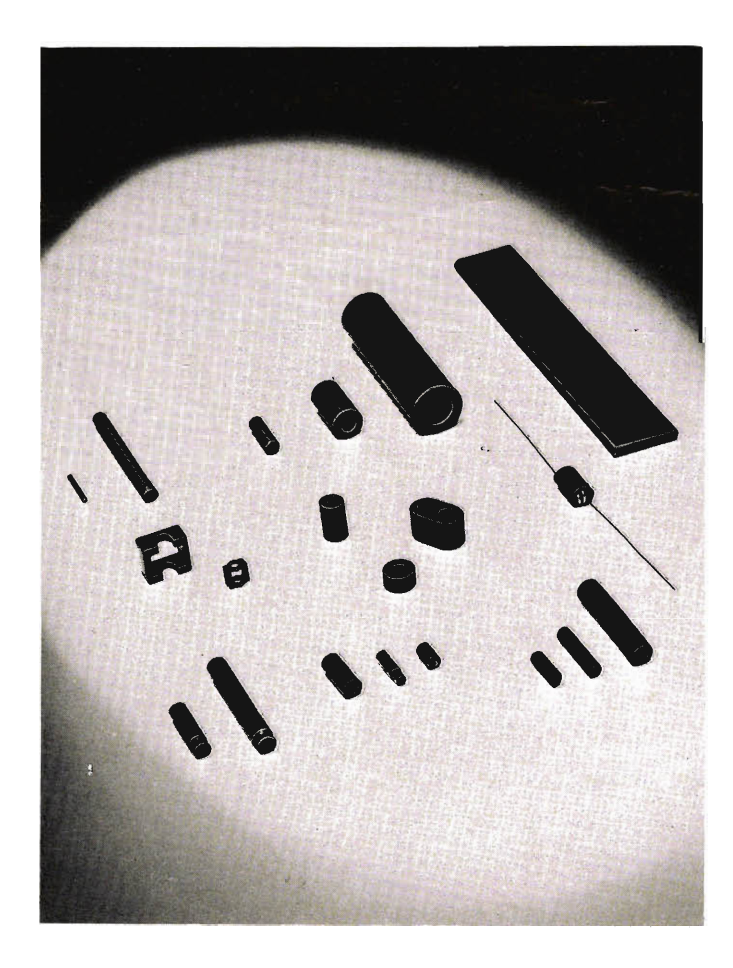
Vol. 17-Núm. 8 AGOSTO-SEPTIEMBRE 1978 50 Ptas.



Materiales de ferrita y polvo de hierro

PARA APLICACIONES DE RADIO, AUDIO Y TELEVISION

Además de la amplia gama de grados y dimensiones disponibles, todos ellos de fabricación nacional, existe la posibilidad de crear el producto adecuado a sus necesidades.



Los productos de esta gama se presentan en distintas ejecuciones de acuerdo a su aplicación:

- varillas
- tubos
- cuentas
- tubos de seis orificios
- choques
- núcleos roscados
- núcleos perfilados
- marcos
- núcleos con cabeza de plástico
- barras de antena
- núcleos de polvo de hierro

Para ampliar información, solicite nuestro catálogo "MATERIALES DE FERRITA Y POLVO DE HIERRO"

REVISTA "Miniwatt"

VOLUMEN 17 - Número 8



El circuito integrado TDA1022 es una línea de retardo integrada que se puede utilizar para introducir efectos de vibrato y coros en órganos electrónicos, para simular reverberación en la reproducción de música grabada, para reproducir el timbre y tono naturales de la palabra reproducida a distinta velocidad de la de grabación, así como para mejorar la inteligibilidad de radiodifusión de anuncios por múltiples altavoces en salas grandes.

En este artículo se describe brevemente un sistema de excitación y de comprobación de fallos de visualizadores de 7 segmentos de descarga de gas, tipo ZM1550, así como un sencillo circuito excitador/acoplador de un costo relativamente bajo. De esta forma se consigue que estos visualizadores sean aceptados para ser utilizados en básculas y balanzas, ya que el fallo de un segmento será detectado.

Con los filtros de ruido usuales no es posible eliminar las interferencias con valores superiores a 30 MHz, pero afortunadamente éstas pueden ser suprimidas utilizando una o varias cuentas de Ferroxcube. En este artículo se estudian estas cuentas de Ferroxcube y se da una guía para la elección de la cuenta adecuada para un determinado problema de interferencias.

REVISTA Miniwatt

PUBLICACION DE APLICACIONES ELECTRONICAS

DIRECCION: Luis Roiz Noriega. EDICION: Juan Garriga Pujol. REDACCION: María Dolores Forns-Samso. DELINEACION Y COMPAGINACION: Victoria Campillo Grau. SUSCRIPCION: Rosa María Torres.

PUBLICADA POR
COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números)	450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO	30 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR	50 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO	25 Ptas.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61

GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

TDA 1022: LINEA DE RETARDO INTEGRADA PARA PROCESO DE SEÑALES DE AUDIO

El circuito integrado TDA1022 es una línea de retardo integrada que se puede utilizar para introducir efectos de vibrato y coros en órganos electrónicos, para simular reverberación en la reproducción de música grabada, para reproducir el timbre y tono naturales de la palabra reproducida a distinta velocidad de la grabación, así como para mejorar la inteligibilidad de radiodifusión de anuncios por múltiples altavoces en salas grandes.

En la producción y reproducción de música y de conversaciones, el retardo artificial tiene muchas posibles aplicaciones. Por ejemplo, en órganos electrónicos se puede utilizar para introducir efectos de vibrato y coro. En la reproducción de música grabada se puede utilizar para simular reverberación, recuperando la presencia espacial que a menudo se evita deliberadamente en los estudios de grabación. Se puede mejorar la inteligibilidad de radiodifusión de anuncios por altavoces múltiples en grandes salas o lugares de mucho público. También se puede utilizar para reproducir el timbre y el tono naturales de la palabra reproducida con una velocidad mayor o menor que la de grabación.

Para algunas aplicaciones de retardo artificial existen recursos que tienen cierta aceptación: discos y cintas magnéticas, grabadoras con cabezas múltiples y muelles y láminas metálicos. Pero, en general, el mejor de estos es demasiado caro y demasiado especializado para uso corriente, y las posibilidades del más barato y menos especializado son muy limitadas.

Sin embargo, actualmente se dispone de una alternativa totalmente electrónica con la línea de retardo TDA1022. Este dispositivo de transferencia de carga, caracterizado por unas bajas pérdidas y una elevada relación señal-ruido, es práctico y económico para proporcionar un retardo artificial de banda ancha para muchas aplicaciones de audio.

El TDA1022 es una línea de retardo de 512 etapas. También existe una versión doble de 256 etapas (NE504) y otra sencilla de 1536 etapas (NE503).

1. EMPLEO DE UN REGISTRO DE DESPLAZAMIENTO

Para caracterizar completamente una señal analógica de B hertzios, se necesitan por lo menos $2B$ muestras por segundo. Si estas muestras se almacenan en las etapas de una especie de registro de desplazamiento –especialmente como una línea de retardo– se pueden utilizar para manejar señales analógicas.

Los valores muestreados de la señal analógica se almacenan en forma de cargas en una serie de condensadores. Entre condensadores sucesivos hay un conmutador que

transfiere la carga de un condensador al siguiente por la acción de un impulso de reloj.

Como ningún condensador puede tomar una nueva carga hasta que se cargue el precedente, sólo la mitad de los condensadores llevan información y los demás están descargados. Partiendo de la condición que se muestra en la figura 1(a), la transferencia se realiza en dos etapas:

- en la primera, el recipiente 1 se vacía en el 2, y el 3 en el 4;
- y en la segunda, el recipiente 2 se vacía en el 3, y el 4 en el 5.

Se necesitan dos señales de reloj; una para gobernar el vaciado de los recipientes impares y otra para el de los pares.

El esquema de la figura 1 tiene un inconveniente práctico. Los recipientes en los que se almacenan las muestras deben vaciarse completamente durante cada transferencia. En la práctica, los recipientes son condensadores y las muestras son las cargas que existen en ellos. Debido a la corriente de fugas, es difícil asegurar una descarga completa. En este caso, se adopta el esquema ilustrado en la figura 2.

La figura 2(a) representa la condición inicial; los recipientes 2 y 4 están llenos y las muestras se almacenan en los recipientes 1 y 3. Durante la primera transferencia, el recipiente 2 llena el recipiente 1, y el recipiente 4 llena el 3. Lo que queda en el recipiente 2 es entonces igual al contenido original del recipiente 1, y lo que queda en el recipiente 4 es igual al contenido original del recipiente 3. Durante la siguiente transferencia, el recipiente 3 llena el 2, y el 5 llena el 4. Así, a medida que los recipientes se vacían de derecha a izquierda, las cantidades muestreadas se mueven, como antes, de izquierda a derecha; es decir, de entrada a salida. Este es el esquema utilizado en una línea de retardo práctica.

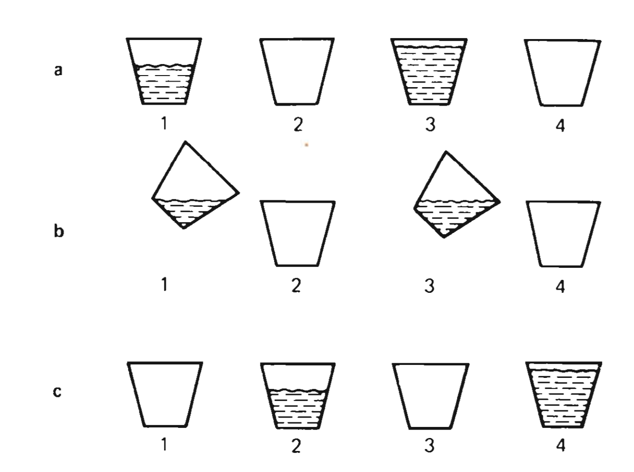


Figura 1. Esquema simplificado de la transferencia de muestras de una serie de recipientes (línea de retardo). Las muestras de los recipientes 1 y 3 en (a) se vacían en los recipientes vacíos 2 y 4 en (b); así, las muestras se mueven paso a paso de izquierda a derecha (c).

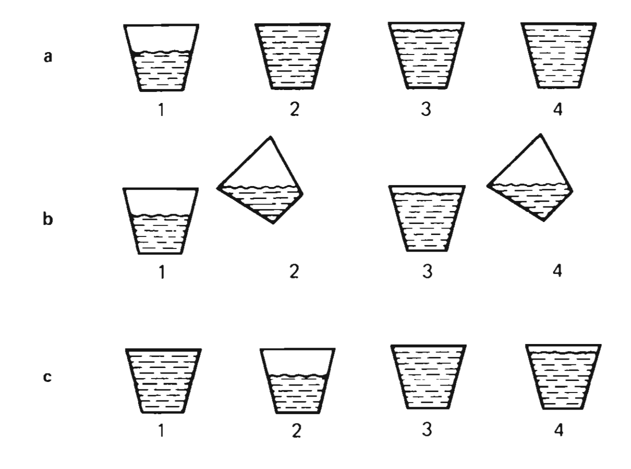


Figura 2. Esquema práctico de la transferencia de muestras en una línea de retardo. Los recipientes 1 y 3 contienen las muestras (a); cuando se rellenan por medio de los recipientes 2 y 4 llenos (b), la muestra se desplaza como en la figura 1 de izquierda a derecha (c).

2. LINEA DE RETARDO EN FORMA DE CIRCUITO INTEGRADO

En la práctica sería imposible realizar una línea de retardo basada en componentes discretos. Incluso para las bajas frecuencias implicadas en aplicaciones de audio, el número de condensadores de almacenamiento y conmutadores que se necesitan para dar un retardo razonable sería prohibitivo. Por tanto, la alternativa es la integración y la tecnología más ventajosa es la MOS.

Por tres características, los transistores MOS son ideales para ser utilizados como conmutadores entre los condensadores sucesivos en los que se almacenan cargas. Debido a su muy elevada impedancia fuente-drenador en el estado de bloqueo, no se pierde carga durante el intervalo de almacenamiento. Y su muy baja impedancia fuente-drenador en el estado de conducción, junto con la ausencia completa de la corriente de puerta, asegura que no se pierde energía durante la transferencia de carga, de modo que no se necesitan amplificadores entre etapas. El uso de tetrodos entre las sucesivas etapas minimiza la realimentación estática. Como sólo se necesita conectar

una fuente a la entrada y un drenador a la salida, y en las etapas intermedias sólo deben ser accesibles las puertas, la integración de varias etapas en un solo chip es sencilla y directa.

La figura 3 muestra el circuito del TDA1022, una línea de retardo integrada que tiene 512 etapas de retardo. Los transistores son del tipo MOS de enriquecimiento de canal P, lo que significa que las señales de reloj ϕ_1 y ϕ_2 deben ser negativas con respecto a masa.

Cuando la señal de reloj ϕ_1 pasa a negativo, el transistor de entrada conecta el condensador de muestreo C_s a la señal de entrada analógica en la patilla 5. Mientras el transistor conduce, la tensión a través del condensador sigue a la tensión en la patilla 5, de modo que la muestra que se almacena en el condensador es la tensión de señal en el instante que ϕ_1 pasa a positivo y el transistor deja de conducir. La muestra es desplazada al primer condensador, C_1, cuando ϕ_2 pasa a negativo, y del primero al segundo cuando ϕ_1 pasa de nuevo a negativo.

Si la salida de la línea de retardo se tomara directamente de la etapa 512, su envolvente sería como se muestra en la figura 4(a), donde la frecuencia patrón está totalmente presente. Para asegurar un adecuado ancho de banda, se necesitaría un fuerte filtrado de baja frecuencia y los filtros serían caros porque sus características deben ser muy rápidas. Al reproducir las amplitudes muestreadas de señales de baja frecuencia hay que tomar precauciones para evitar que el fuerte filtrado no distorsione las frecuencias de audio más elevadas.

Para evitar estos problemas, el TDA1022 se divide en dos caminos después de la etapa 511. Uno va desde la etapa 512 al acoplador de salida conectado en la patilla 12 (véase la figura 3), y el otro va a través de la etapa 513, proporcionando un retardo adicional de medio período de reloj, al acoplador de salida conectado en la patilla 8. La suma de las salidas en las patillas 8 y 12 dan la envolvente que se muestra en la figura 4(b).

El retardo τ que se puede obtener está dado por:

$$\tau = \frac{n}{2f_\phi}$$

donde n es el número de etapas y f_ϕ la frecuencia de reloj ($f_\phi = f_{\phi 1} = f_{\phi 2}$). Como el TDA1022 está diseñado

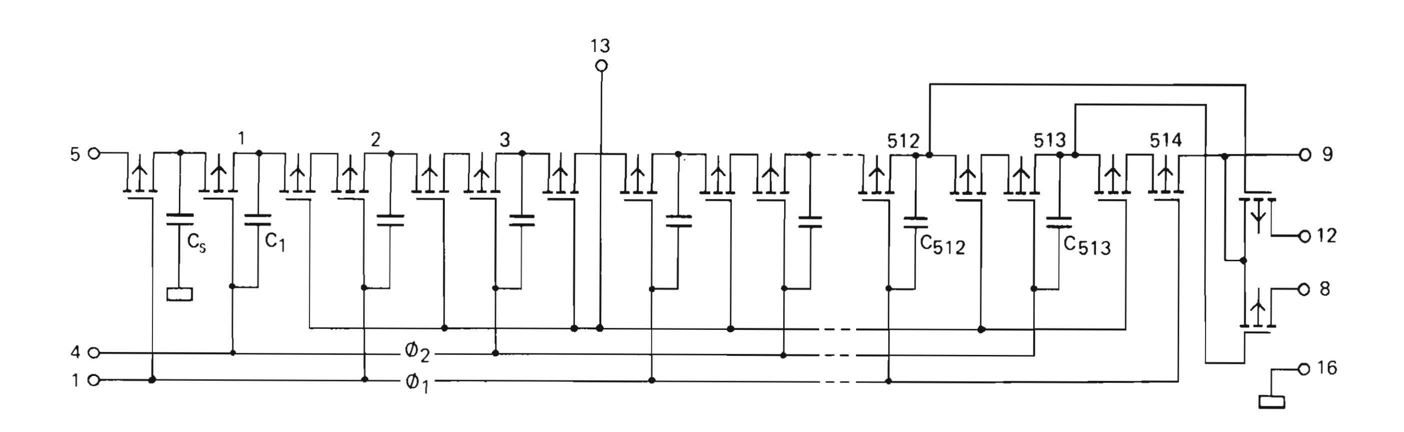


Figura 3. Línea de retardo integrada TDA1022.

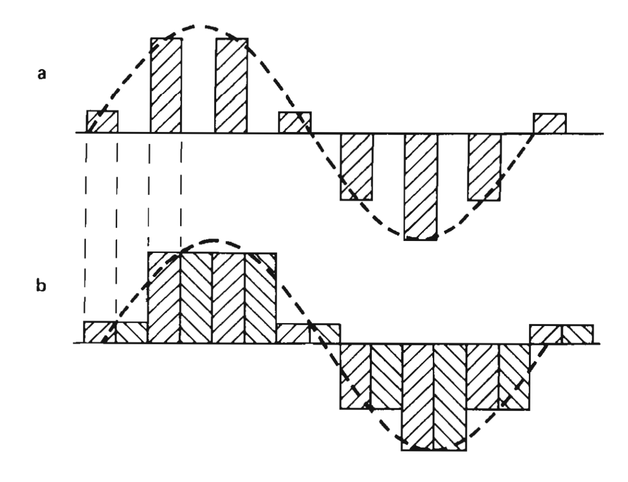


Figura 4. (a) La envolvente de las muestras del impulso de reloj necesitan un fuerte filtrado pasa bajos para suprimir la frecuencia de reloj. (b) Completando la salida principal mediante impulsos retardados en medio período de reloj, se reestablece la continuidad y simplifica el filtrado.

para funcionar a frecuencias de reloj de 5 kHz a 500 kHz, el retardo que se puede obtener de un solo dispositivo (efectivamente 512 etapas) es de 51,2 ms a 0,512 ms.

En la figura 5 se muestra el diagrama de temporización de los impulsos de reloj. El nivel ALTO de tensión del impulso de reloj es de 0 a −1,5 V y el BAJO es de −10 V a −18 V (típicamente −15 V). Los tiempos de subida y caída son típicamente de 0,05T, donde T es el período, $1/f_\phi$. La anchura del impulso de reloj debe ser igual o menor que 0,5 T.

El TDA1022 está diseñado para frecuencias de señal de entrada comprendidas entre 0 y 45 kHz para niveles de hasta 2,5 V eficaces (7 V pico a pico). La más elevada frecuencia a retardar, $f_{máx}$, impone otra limitación sobre el retardo que se puede obtener. Para caracterizar completamente la señal, la velocidad de muestreo debe ser por lo menos $2f_{máx}$; sin embargo, para evitar la interferencia de banda lateral se necesita una velocidad más elevada, por lo menos $3f_{máx}$. Así, si $f_{máx}$ es, por ejemplo, 10 kHz, la frecuencia de reloj debe ser por lo menos de 30 kHz. El máximo retardo que se puede obtener a partir de un solo TDA1022 es, por tanto:

$$\tau = \frac{512}{2 \times 30 \times 10^3} = 8{,}53 \text{ ms.}$$

Para retardos mayores hay que conectar en serie circuitos TDA1022. Sin embargo, se pueden obtener retardos más cortos, por debajo de los 0,512 ms mínimos, aumentando la frecuencia de reloj. El desplazamiento de c.c. en todas las etapas del TDA1022 es menor que 0,5 V si la frecuencia de reloj se varía entre 5 y 500 kHz.

Una característica del TDA1022 es su baja atenuación. Si se utiliza una carga resistiva de 47 kΩ, la atenuación es típicamente de 4 dB; si se reemplaza el resistor de carga por un sumidero de corriente de 100 μA a 400 μA, la atenuación es sólo de 2,5 dB, como se muestra en la figura 6. Esto hace posible conectar varios circuitos TDA1022 en serie sin pérdidas indebidas.

El ruido total de una línea de retardo está formado por el ruido de cierto número de fuentes diferentes, tales como ruido en los canales, ruido de los componentes de la banda lateral introducidos por muestras, y ruido de los impulsos imperfectos de reloj. Con una señal de entrada de 2,5 V eficaces, la relación señal-ruido del TDA1022 es típicamente de 74 dB.

En la figura 7 se muestra la distorsión armónica para un dispositivo típico.

El margen de la tensión de alimentación es de −3 V a −20 V, con un valor nominal de −15 V. La corriente de alimentación es típicamente de 0,3 mA. La tensión de sa-

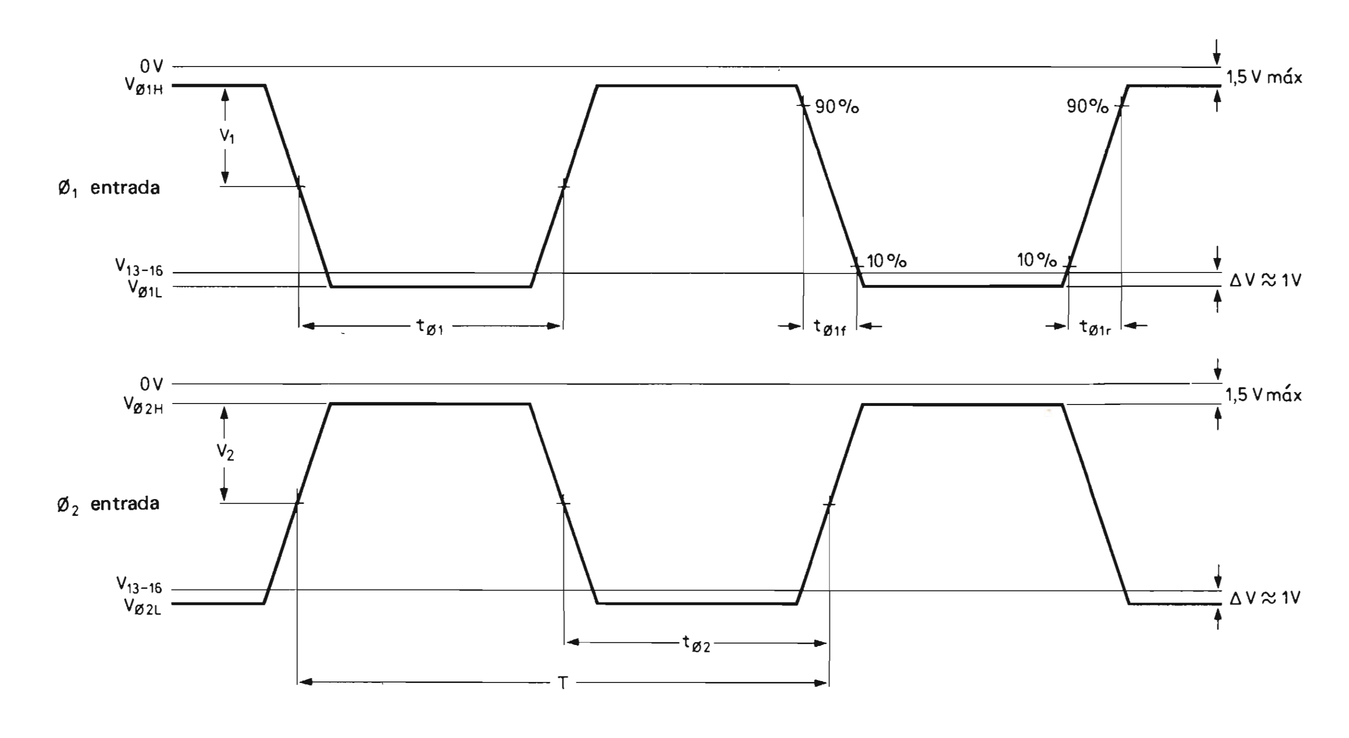


Figura 5. Diagrama de temporización de los impulsos de reloj para el TDA1022.

lida es una función de la tensión de la señal de entrada y de la tensión de reloj; véase la figura 8. Se puede obtener una tensión de salida más elevada si se utiliza el sumidero de corriente de la figura 9 en lugar del resistor de carga de 47 kΩ.

3. APLICACIONES DEL TDA1022

Incorporado en un módulo de retardo de audio, el TDA1022 puede proporcionar ecualización de retardo, reverberación, y efectos como vibrato, coros, fase y resaltes.

Para utilizar el TDA1022 en alguna de estas aplicaciones, se necesita, además de una fuente de alimentación y un generador de reloj, un filtro de entrada y un filtro de salida. Como los armónicos o los componentes de frecuencia de ruido de la señal se acercan a la mitad de la frecuencia de reloj, la banda inferior de la frecuencia de reloj tiende a infiltrarse en la banda de señal. Por esta razón, es necesario introducir un filtro pasa bajos de protección antes del muestreo para limitar la banda de frecuencias de la señal de entrada. Del mismo modo, la salida se caracteriza por las bandas laterales repetidas a múltiplos de la frecuencia de reloj, como se muestra en la figura 10. Para suprimir éstas se necesita un filtro de salida pasa bajos.

El rizado de reloj en la salida puede reducirse sustancialmente interconectando directamente las patillas 8 y 12. Se puede reducir aún más, conectando estas patillas a los terminales opuestos de un potenciómetro de 4,7 kΩ y tomando la salida del cursor después de haberlo

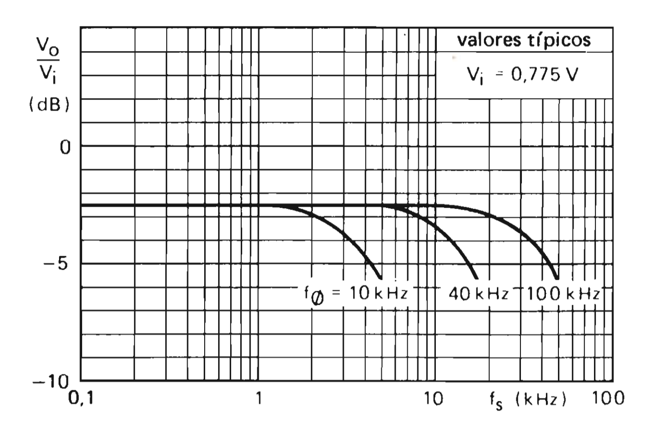


Figura 6. Característica de atenuación del TDA1022 para: $V_{DD} = -15$ V, tensión de puerta del tetrodo $V_{13\text{-}16} = -14$ V, $V_{\phi} = -15$ V, resistor de carga reemplazado por un sumidero de corriente.

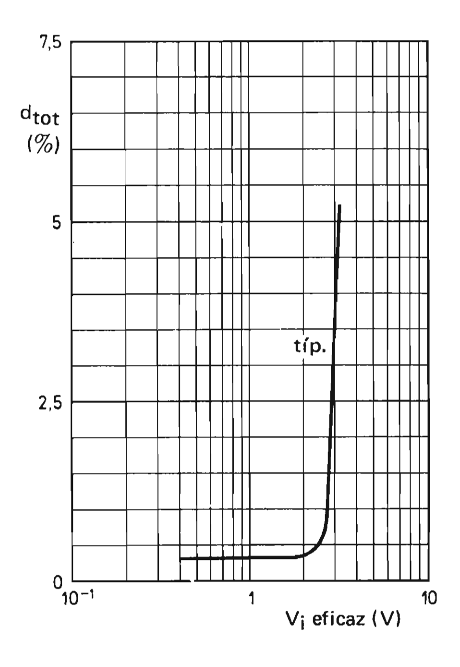


Figura 7. Distorsión armónica total del TDA1022 en función de la amplitud de la señal de entrada para: $f_s = 1$ kHz, $V_{DD} = -15$ V, $V_{13\text{-}16} = -14$ V, $V_{\phi} = -15$ V, $f_{\phi} = 40$ kHz; patilla 5 polarizada con −5,2 V para funcionamiento en clase A, carga resistiva $R_L = 47$ kΩ.

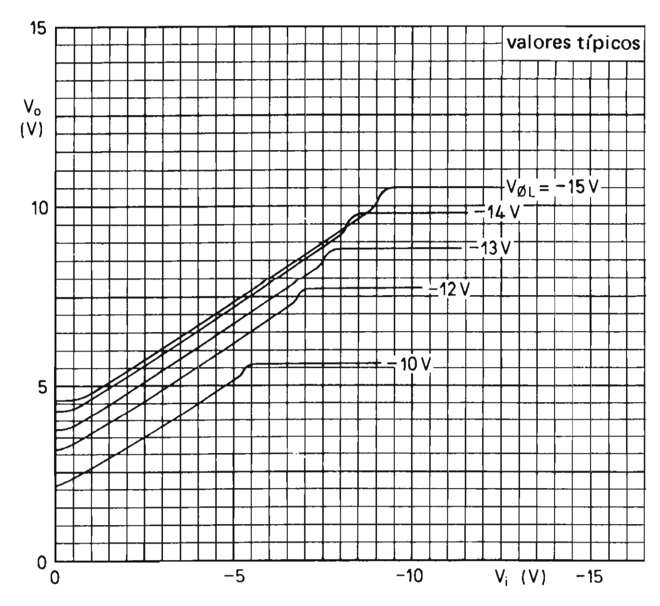


Figura 8. Variación de la tensión de salida V_0 pico a pico para variaciones de la señal de entrada V_i pico a pico, con la tensión de los impulsos de reloj $V_{\phi L}$ como parámetro, para: $V_{DD} = -15$ V, $V_{13\text{-}16} = -14$ V, $V_{\phi H} = 0, f_{\phi} = 40$ kHz; carga resistiva $R_L = 47$ kΩ.

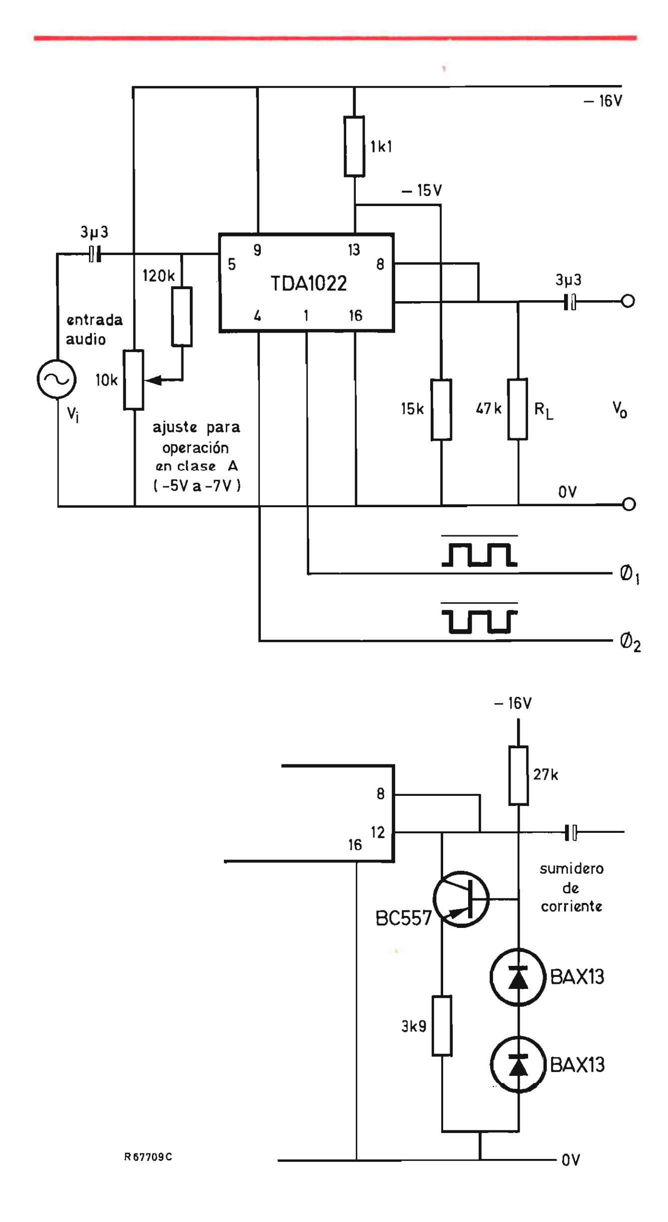


Figura 9. Conexiones externas del TDA1022. Se muestra el circuito de un sumidero de corriente como alternativa al resistor de carga de 47 kΩ.

ajustado para mínimo rizado. Ya que el rechazo de la frecuencia de reloj necesita ser mayor que 75 dB para buena relación señal-ruido, este método minimiza los requisitos situados en el siguiente filtro pasa-bajos.

3.1. Módulo de retardo de audio

Para mostrar el funcionamiento del TDA1022, se ha construido un módulo de retardo de audio que consta de una unidad de retardo que contiene seis circuitos TDA1022, un oscilador y un circuito excitador de reloj, filtros pasa bajos de entrada y salida, y un oscilador de baja frecuencia. En la figura 11 se da el diagrama de bloques.

Para un ancho de banda de, por ejemplo, 8 kHz, la mínima frecuencia de reloj ha de ser de 24 kHz para mantener las frecuencias de la banda lateral inferior por encima del margen audible. Si 8 kHz es la frecuencia más alta de la señal de entrada, entonces el espectro de salida consta además de $f_\phi \pm 8$ kHz = 16 kHz y 32 kHz. La menor de estas dos frecuencias determina la característica necesaria del filtro de salida pasa bajos.

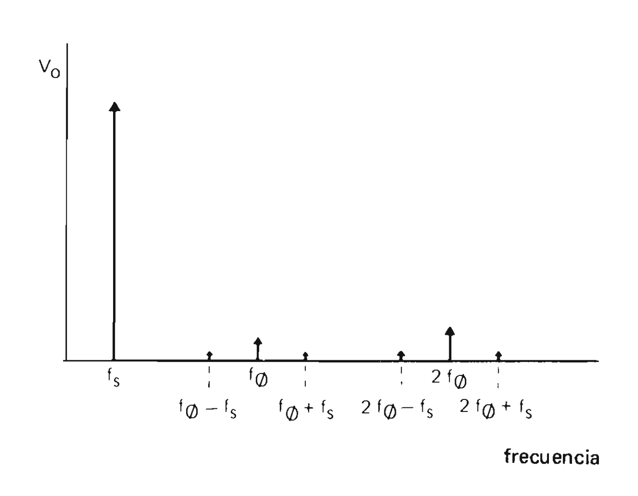


Figura 10. La intermodulación de la frecuencia de reloj f_ϕ y de la frecuencia de señal f_S produce numerosas bandas laterales.

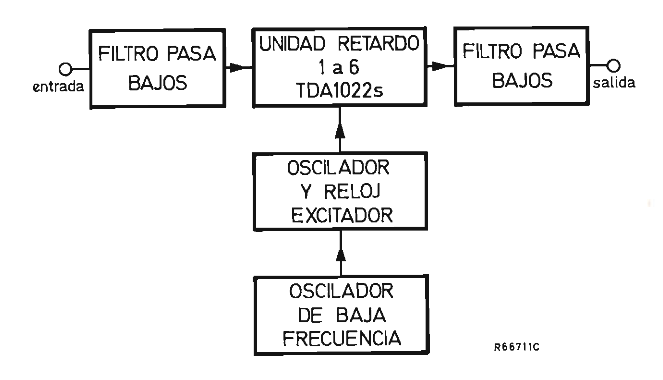


Figura 11. Diagrama de bloques del módulo básico de retardo de audio.

En la figura 12 se muestra el circuito de la unidad de retardo, y en la figura 13 el del oscilador y excitador de reloj. El oscilador es ajustable externamente de 7 a 50 kHz. Los tiempos de subida y caída de los impulsos de reloj son aproximadamente de 60 ns, incluso cuando el circuito está cargado por hasta doce circuitos TDA1022 (2400 pF).

En la figura 14 se muestra el circuito del filtro pasa bajos. Es un filtro Butterworth de sexto orden con un ancho de banda de 8 kHz; también se dan en el esquema los valores de capacidad para una versión con un ancho de banda de 5,5 kHz. En la figura 15 se dan las curvas de la respuesta de frecuencia.

Dependiendo de la aplicación, la frecuencia de reloj puede variar cíclicamente (por ejemplo, de 25 kHz a 35 kHz) por medio de un oscilador de baja frecuencia. Se puede obtener un efecto de vibrato si la frecuencia moduladora es de 2 Hz a 7 Hz, un efecto de coro si es de unos 0,5 Hz. Puede producirse también reverberación utilizando realimentación desde la salida a la entrada del módulo de retardo.

Se hicieron medidas en un módulo de retardo compuesto por seis circuitos TDA1022 en serie para una frecuencia de reloj de 30 kHz, dando un retardo total de 50 ms. La máxima tensión de la señal de entrada fue de 2,6 V eficaces, para la cual la tensión de salida fue de 0,46 V eficaces (cargada con sumidero de corriente). La distorsión armónica total fue de 1% para máxima tensión de la señal de entrada. La relación señal-ruido fue igual o mejor que 60 dB, y la respuesta en frecuencia de

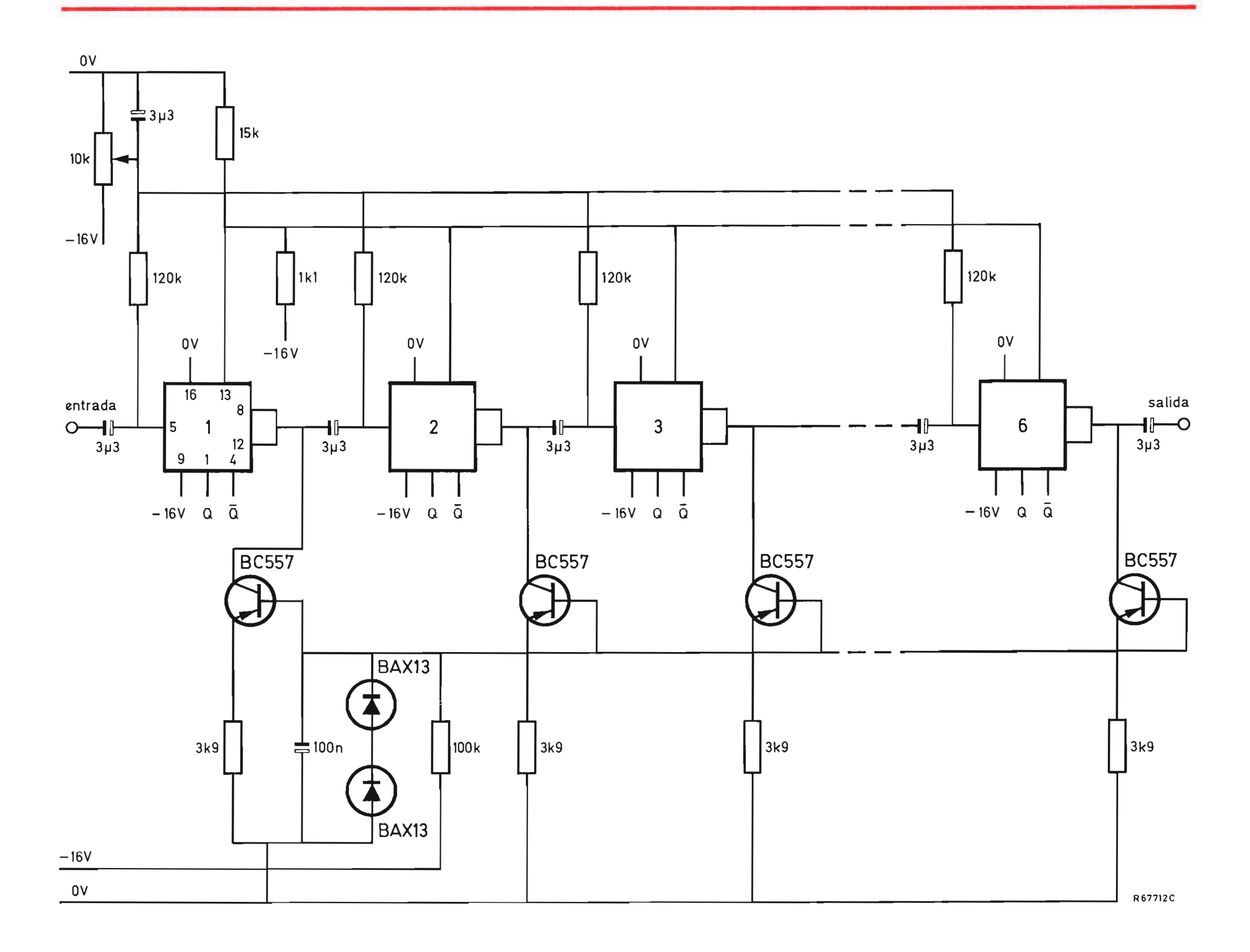
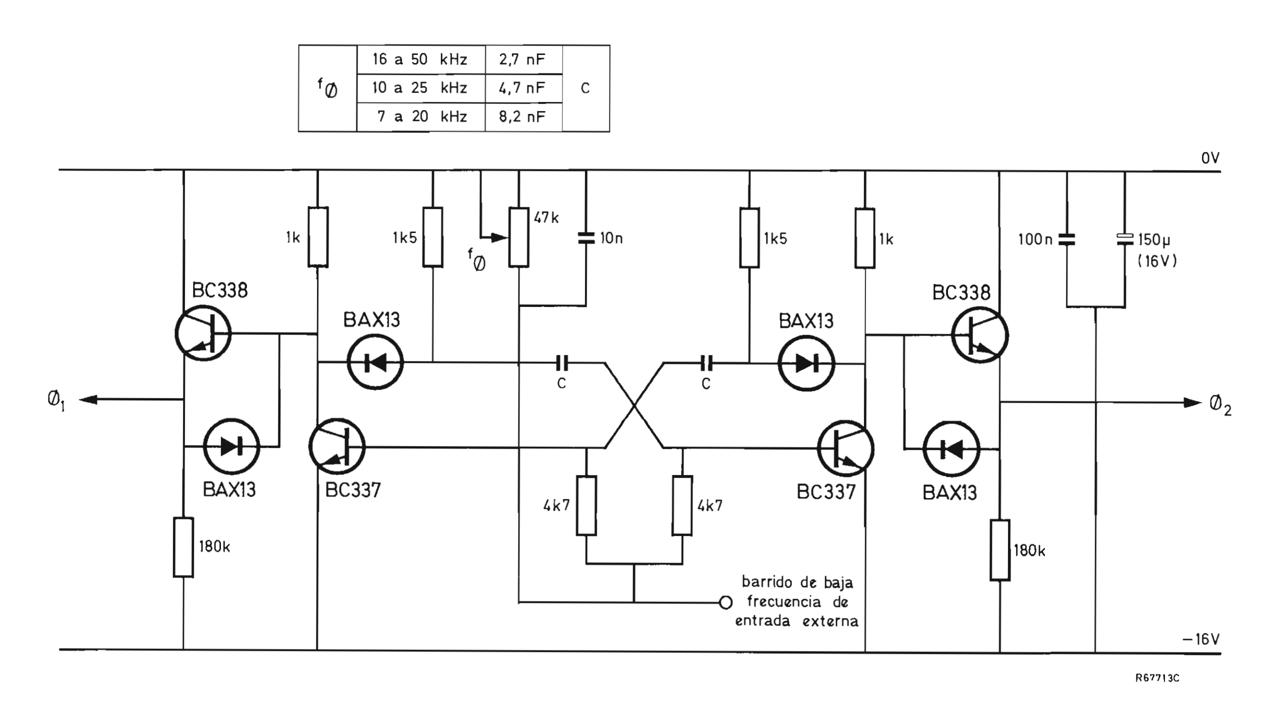
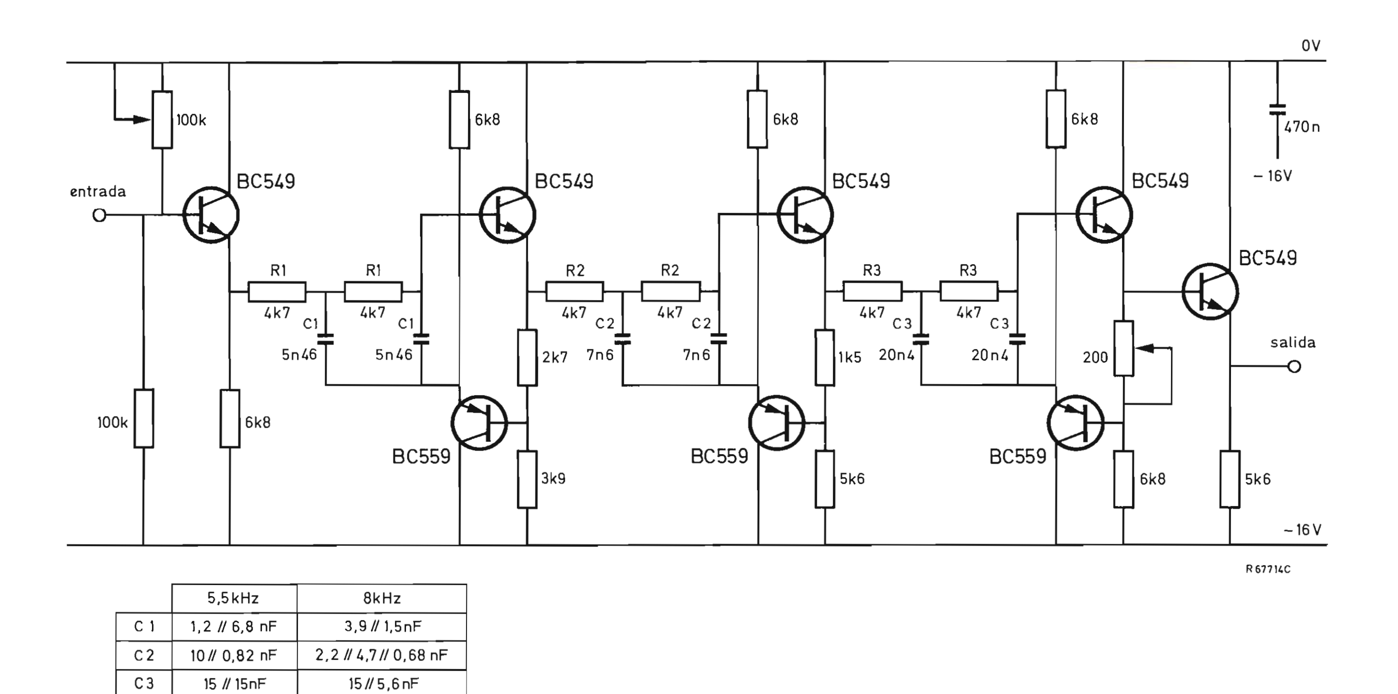


Figura 12. Circuito de una unidad de retardo que utiliza seis TDA1022.



$f_Ø$			C
	16 a 50 kHz	2,7 nF	
	10 a 25 kHz	4,7 nF	
	7 a 20 kHz	8,2 nF	

Figura 13. Circuito del oscilador y excitador de reloj para un módulo de retardo de audio.



	5,5kHz	8kHz
C 1	1,2 // 6,8 nF	3,9 // 1,5nF
C 2	10 // 0,82 nF	2,2 // 4,7 // 0,68 nF
C 3	15 // 15nF	15 // 5,6nF

Figura 14. Circuito del filtro de salida Butterworth de sexto orden.

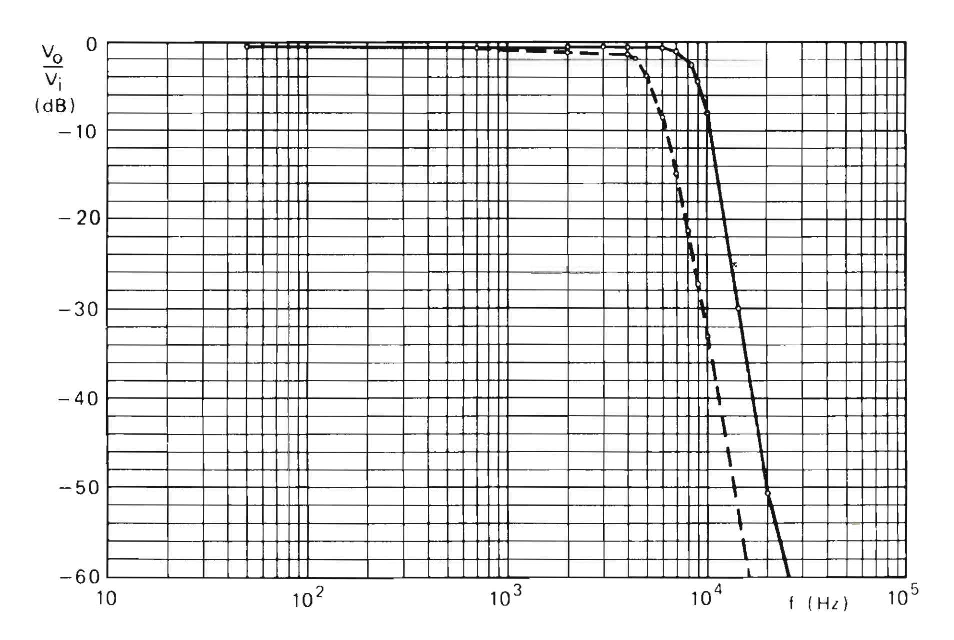


Figura 15. Respuesta de frecuencia del filtro de salida; la línea continua es para 8 kHz de ancho de banda y la línea a trazos para 5,5 kHz.

50 Hz a 8 kHz. El consumo total de corriente del módulo fue de 45 mA para una tensión de alimentación de 16 V.

La distorsión armónica aumenta si aumentan los tiempos de subida y caída de los impulsos de reloj. La figura 16 da la distorsión en porcentaje para dos y para seis circuitos TDA1022 en serie, medida a una tensión de entrada de 2 V eficaces, para una variación del tiempo de subida y caída de los impulsos de reloj. En la figura 17 se muestra la distorsión armónica en función de la tensión de la señal de entrada. Si se utiliza un sumidero de corriente de 200 μA como carga en lugar de un resistor de 47 kΩ, la distorsión se reduce; véase la figura 18.

En la figura 19 se muestra la respuesta en frecuencia del módulo de retardo de audio. En ella se puede ver la atenuación sucesiva después de cada TDA1022, junto con la atenuación total en la salida del filtro pasa bajos. El gráfico muestra una atenuación media de unos 2,5 dB para cada TDA1022 si está cargado con un sumidero de corriente. Si se utilizan resistores de 47 kΩ, la atenuación total de seis circuitos TDA1022 sería de 22 dB en lugar de 15 dB, como se muestra en la gráfica.

3.2. Reverberación artificial

La figura 20 muestra un reverberador sencillo que tiene una respuesta exponencial de caída del eco. Debido a que el retardo está en el lazo de realimentación, la respuesta amplitud-frecuencia tiene forma de peine con máximos y mínimos periódicos. Si la realimentación es de 3 dB, la relación de máximo a mínimo es de 15 dB, lo cual determina un límite a la máxima amplitud de la señal de entrada.

El tiempo de reverberación t_{rev} se define como el tiempo necesario para que un eco caiga 60 dB por debajo del nivel original. Así:

$$t_{rev} = \frac{60\,\tau}{g}$$

donde τ es el retardo en segundos, y g es la realimentación en dB.

Con un retardo de 50 ms, la densidad de eco es $1/(50 \times 10^{-3}) = 20$ ecos por segundo. El tiempo de reverberación con realimentación de 3 dB es:

$$t_{rev} = \frac{60\,\tau}{g} = \frac{60 \times 50 \times 10^{-3}}{3} = 1 \text{ s.}$$

Este es menor que el que puede producirse con un muelle metálico (3 segundos), pero el ancho de banda es considerablemente mayor, 8 kHz comparado con 2 kHz, lo cual da lugar a la correspondiente mejor calidad de sonido.

Se han construido y probado unidades de reverberación con diferentes retardos y anchos de banda. En la tabla 1 se resumen los resultados.

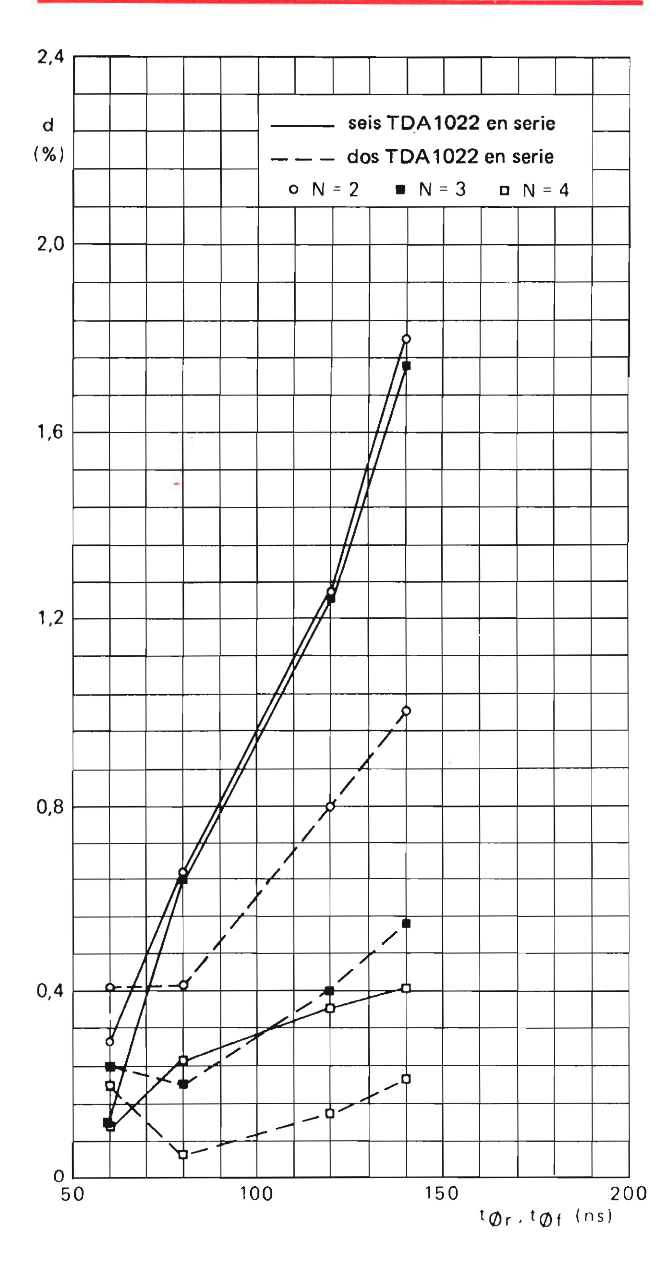


Figura 16. Distorsión armónica para dos y para seis circuitos TDA1022 en serie, en función de los tiempos de subida y caída de reloj $t_{\phi r}$, $t_{\phi f}$ ($t_{\phi r} = t_{\phi f}$) · $f_s = 1$ kHz, $f_\phi = 30$ kHz, $V_i = 2$ V eficaces, N = orden del armónico; $R_L = 47$ kΩ.

3.3. Funcionamiento de circuitos TDA1022 en serie

Si se conectan dos o más circuitos TDA1022 en serie, como en los reverberadores descritos, es preferible utilizar acoplamiento de corriente alterna entre las sucesivas etapas, ya que, debido a la dispersión de la tensión de salida de c.c., el acoplamiento directo reducirá la variación de tensión de la señal (véase la figura 21).

3.3.1. Relación señal-ruido de la línea de retardo en serie sin compensación de atenuación

En la figura 22 se muestra la aplicación más sencilla de las líneas de retardo conectadas en serie. Si cada dispositivo tiene un factor de atenuación α, la entrada de señal al segundo dispositivo será:

$$V_{i2} = V_{o1} = \alpha V_i$$

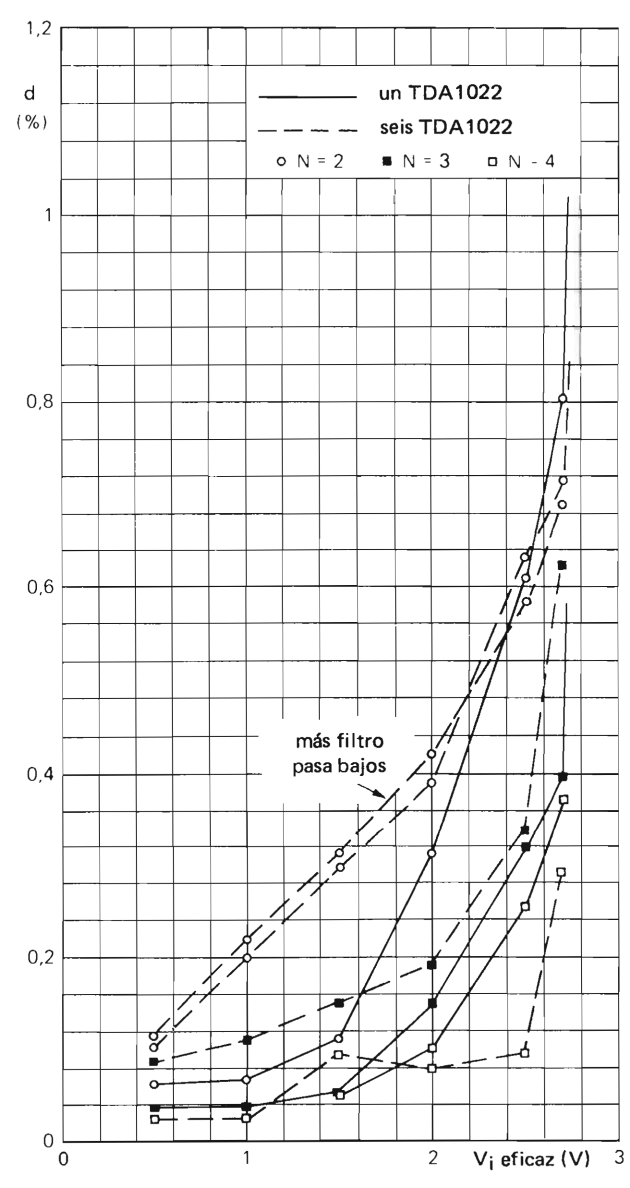


Figura 17. Distorsión armónica en función de la tensión de la señal de entrada para uno y para seis circuitos TDA1022 en serie, $f_s = 1$ kHz, $f_\phi = 30$ kHz, $t_{\phi r} = t_{\phi f} = 60$ ns, N = orden del armónico; $R_L = 47$ kΩ.

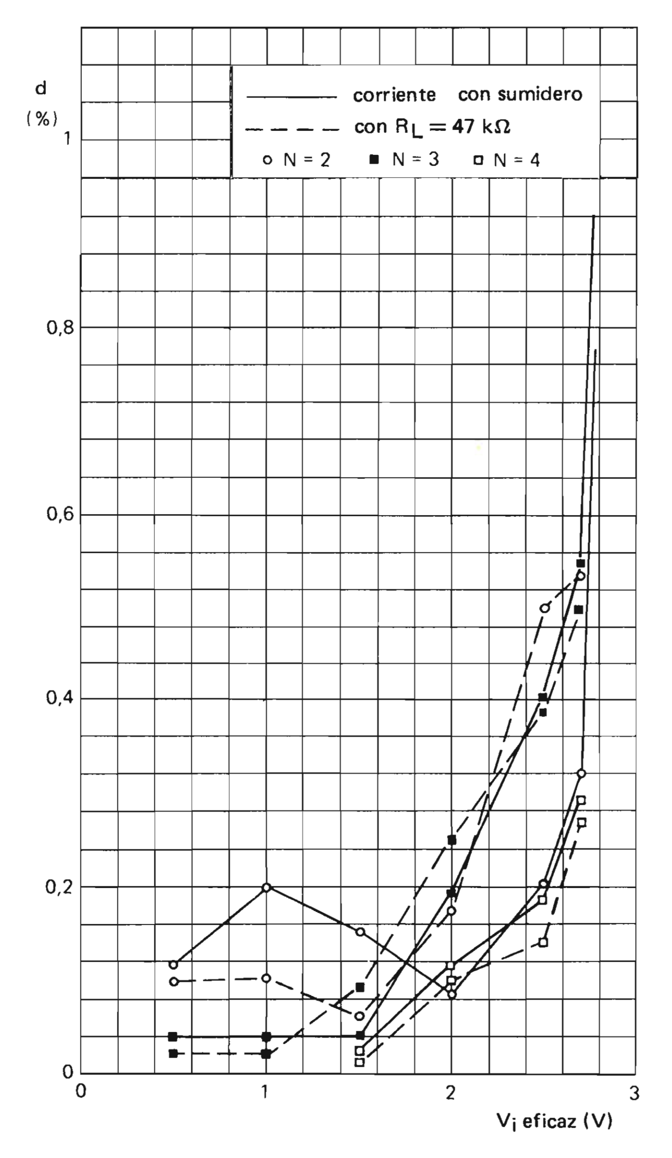


Figura 18. Distorsión armónica para dos circuitos TDA1022 en serie en función de la tensión de la señal de entrada para diferentes condiciones de carga. $f_s = 1$ kHz, $f_\phi = 30$ kHz, $t_{\phi r} = t_{\phi f} = 60$ ns, N = orden del armónico.

y la atenuación total de n dispositivos en serie será:

$$V_{o(n)}/V_i = \alpha^n.$$

Si la contribución de cada dispositivo al ruído es V_N, después de dos dispositivos se tiene:

$$V_{N2} = \sqrt{\{V_N^2 + (\alpha V_N)^2\}}$$

$$= V_N\sqrt{(1 + \alpha^2)}.$$

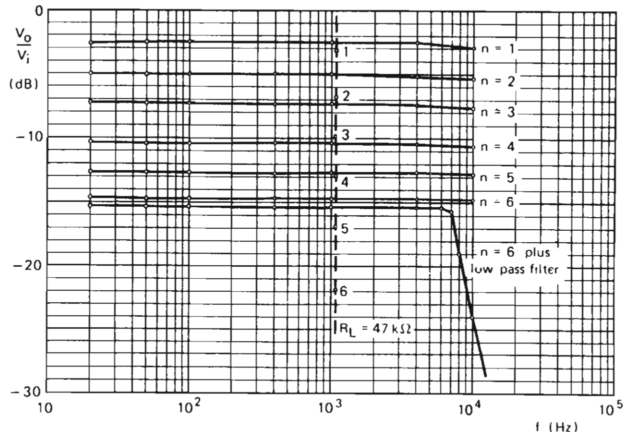


Figura 19. Respuesta en frecuencia de un circuito TDA1022 y de varios en serie. f_ϕ = 30 kHz, $t_{\phi r} = t_{\phi f}$ = 60 ns, V_i = 2 V eficaces, V_{DD} = −16 V, tensión de puerta del tetrodo $V_{13\text{-}16}$ = −15 V, n = número de circuitos TDA1022.

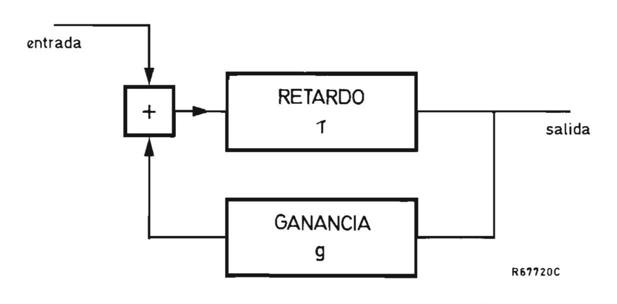


Figura 20. Reverberador sencillo.

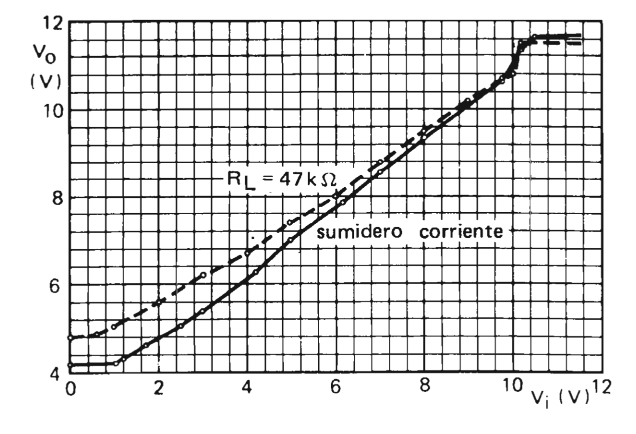


Figura 21. Características de tensión c.c. entrada/salida de una serie de seis circuitos TDA1022, para carga resistiva y para sumidero de corriente como carga.

Tabla 1. *Características de cinco reverberadores diferentes.*

frecuencia de reloj	(kHz)	10	10	15	30	25
número de circuitos TDA1022		2	4	4	6	12
tiempo de retardo	(ms)	50	100	67	50	120
atenuación	(dB)	5,2	11	11	16,5	32
tiempo de reverberación	(s)	1	2	1,4	1	2,4
ancho de banda a 3 dB	(kHz)	3,2	3,2	5,5	8	8
distorsión armónica ($V_i = 2{,}5$ V eficaces)	(%)	<1	<1	<1	<1	<1
señal/ruido con filtro 3.er orden entrada y salida	(dB)	62	58	56	52	42

Para tres:

$$V_{N3} = \sqrt{\{V_N^2 + (\alpha V_N)^2\}}$$
$$= V_N\sqrt{(1 + \alpha^2 + \alpha^4)}.$$

Para *n* dispositivos:

$$V_{N(n)} = V_N\sqrt{(1 + \alpha^2 + \alpha^4 + \ldots + \alpha^{2n-1})}$$

y la relación señal-ruido está dada por:

$$S/N = 20 \log \frac{V_i\ \alpha^n}{V_N\sqrt{(1 + \alpha^2 + \alpha^2 + \alpha^4 + \ldots + \alpha^{2n-1})}}$$
$$= 20 \log \frac{V_i\ \alpha^n}{V_N\sqrt{(1 + \sum_{k=1}^{n} \alpha^{2k-1})}}$$

Esto demuestra que la última línea de retardo de la serie es la que contribuye más al ruido.

3.3.2. *Relación señal-ruido con compensación de atenuación*

La atenuación se compensa fácilmente colocando detrás de cada circuito TDA1022 un amplificador operacional como se muestra en la figura 23. Este amplificador debe tener un nivel de ruido inferior al de un TDA1022, una impedancia de entrada mayor que 100 kΩ y una variación de la tensión de salida de hasta 7 V pico a pico.

Como la tensión de la señal deberá ser constante en la cadena completa:

$$V_{o(n)} = V_i.$$

Con una contribución al ruido de V_N por dispositivo, la tensión de ruido después de dos dispositivos será:

$$V_{N2} = \sqrt{(V_N^2 + V_N^2)} = V_N\sqrt{2},$$

y después de tres:

$$V_{N3} = \sqrt{\{V_N^2 + (V_N\sqrt{2})^2\}}$$
$$= V_N\sqrt{3}.$$

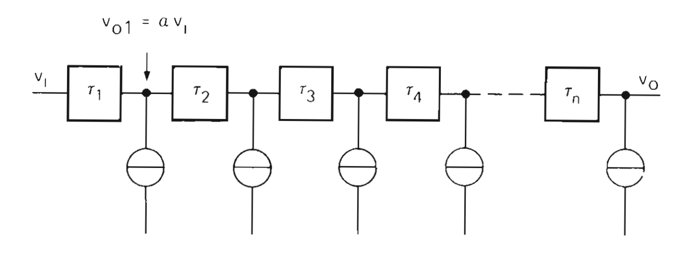


Figura 22. Líneas de retardo conectadas en serie sin compensación de atenuación.

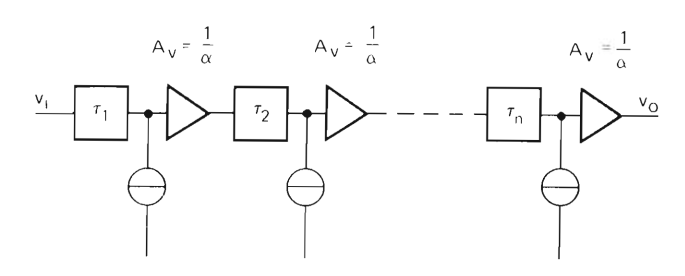


Figura 23. Líneas de retardo conectadas en serie con amplificadores entre etapas para compensación de atenuación.

Para n dispositivos:

$$V_{N(n)} = V_N\sqrt{n},$$

de modo que la relación señal-ruido total viene dada por:

$$S/N = 20 \log \frac{V_i}{V_N\sqrt{n}} .$$

Despreciando el ruido del amplificador, se ve que para $n \geqslant 8$, la variación en la relación señal-ruido es menor que 0,5 por dispositivo. En la figura 24 se han dibujado las relaciones señal-ruido medidas para series de hasta 20 líneas de retardo.

En la figura 25 se da un circuito práctico que utiliza seis circuitos TDA1022. Con una frecuencia de reloj de 15 kHz, éste da un retardo total de 100 ms para un ancho de banda de 4,5 kHz. La relación señal-ruido es de 65 dB.

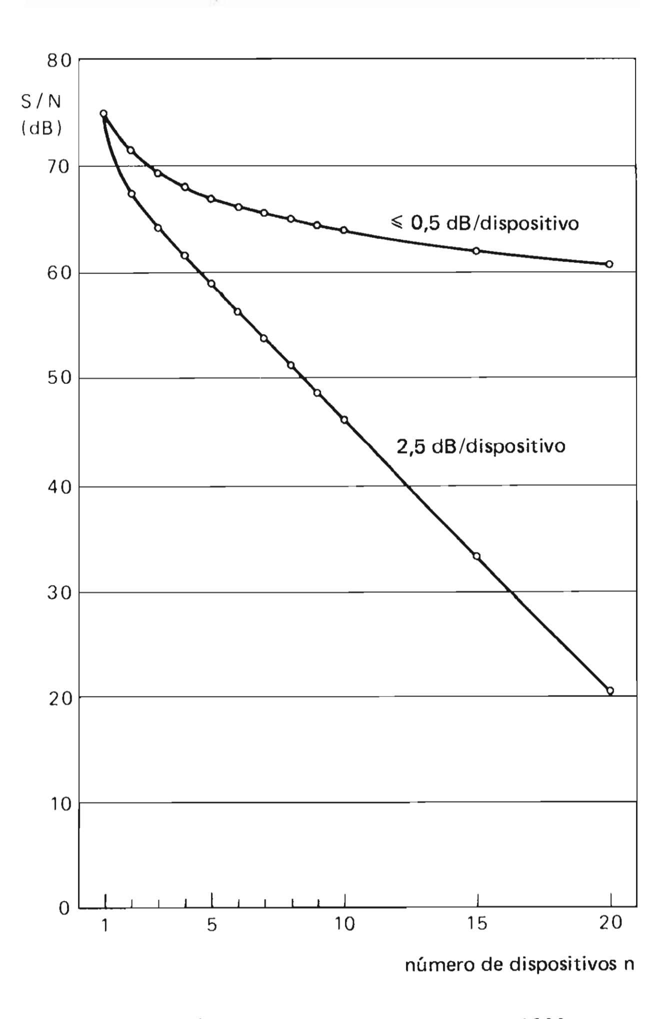


Figura 24. Relación señal-ruido de n circuitos TDA1022 conectados en serie sin compensación de atenuación (curva inferior) y con compensación de atenuación mediante amplificadores entre etapas (curva superior).

3.4. El TDA1022 como modulador de frecuencia independiente

Los instrumentos musicales electrónicos, particularmente órganos, que utilizan circuitos divisores por dos para la generación de tonos, necesitan vibrato para hacer más vivo el sonido de los tonos relacionados con la fase. El vibrato, que es modulación de frecuencia, se obtiene normalmente mediante sistemas mecánicos rotatorios independientes que se conectan separados al órgano y que afectan a todos los tonos a la vez.

En órganos baratos, a veces se utiliza un oscilador RC de acción lenta para desplazar la frecuencia de los generadores de tonos. Por razones económicas, se desplaza el ajuste total de los generadores de tono y no es posible conmutar la modulación de frecuencia solamente en forma manual y mantener los pedales estables, como se prefiere normalmente. Un modulador de frecuencia que se pueda utilizar manualmente proporciona una mejoría muy importante.

El modulador de frecuencia independiente que se describe en este artículo utiliza un circuito TDA1022; puede actuar como modulador de vibrato y también para obtener efectos de coros y de fase, mezclando una señal aleatoria retrasada con vibración y la señal original sin vibración. En la figura 26 se muestra el circuito.

El oscilador de reloj es un multivibrador estable que utiliza dos transistores BC337. Se han incluido los diodos BAX13 para asegurar la adecuada carga y descarga de los condensadores de la línea de retardo. El vibrato se obtiene desplazando la frecuencia del oscilador de reloj por medio de un oscilador RC separado cuya frecuencia puede hacerse variar de 0,5 Hz a 7 Hz. La tensión de excitación del oscilador de reloj debe ser sinusoidal para evitar un barrido demasiado rápido del vibrato; por esta razón, se ha añadido una red integradora formada por un resistor de 100 kΩ y un condensador de 470 nF así como una etapa separadora.

A menudo se quiere introducir un efecto de coro, como si varios instrumentos similares tocasen juntos con una relación de fase no fija; así se multiplica el sonido de uno cualquiera de los instrumentos. Esto se logra mezclando la señal con vibración con una sin vibración. El resultado más agradable se obtiene cuando el desplazamiento de la frecuencia de la señal con vibración es aperiódica.

El circuito de efectos aleatorios de la figura 26 obtie-

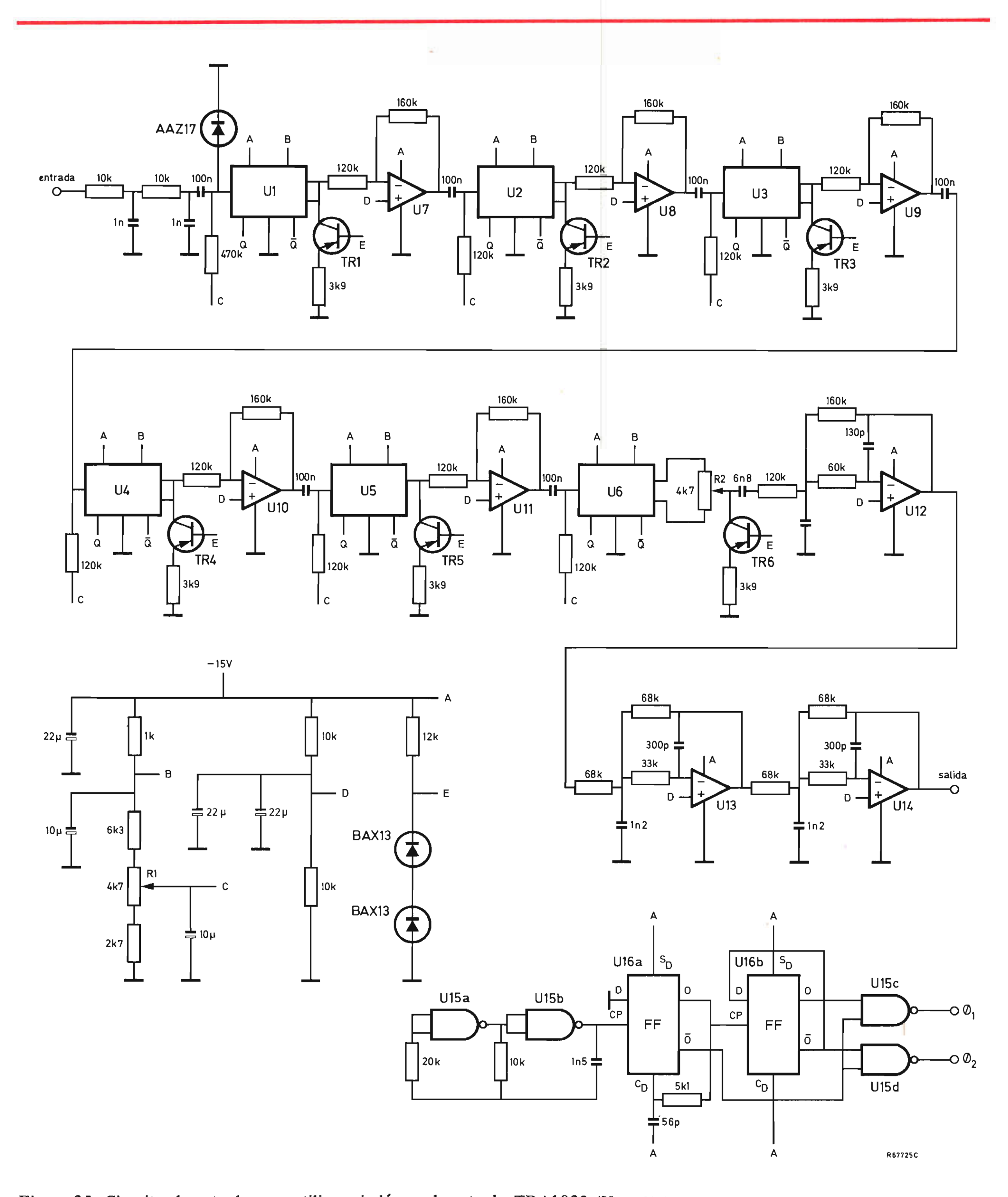


Figura 25. Circuito de retardo que utiliza seis líneas de retardo TDA1022 (U_1 a U_6) con los amplificadores operacionales (U_7 a U_{14}) TBA222 para compensación de atenuación. El retardo es de 100 ms para un ancho de banda de 4,5 kHz y una frecuencia de reloj de 15 kHz; la relación señal-ruido es de 65 dB. Se debe ajustar el potenciómetro R_1 de la red de polarización para obtener un recorte simétrico de la señal de salida; hay que ajustar R_2 en la salida de U_6 para obtener mínimo rizado de reloj en la salida del circuito de retardo. Los transistores sumideros de corriente asociados con U_1 a U_6 son BC557. En el generador de reloj, U_{15} es un circuito HEF4011B y U_{16} un HEF4013B, con la patilla 7 de ambos circuitos conectada a −15 V y la patilla 14 a masa.

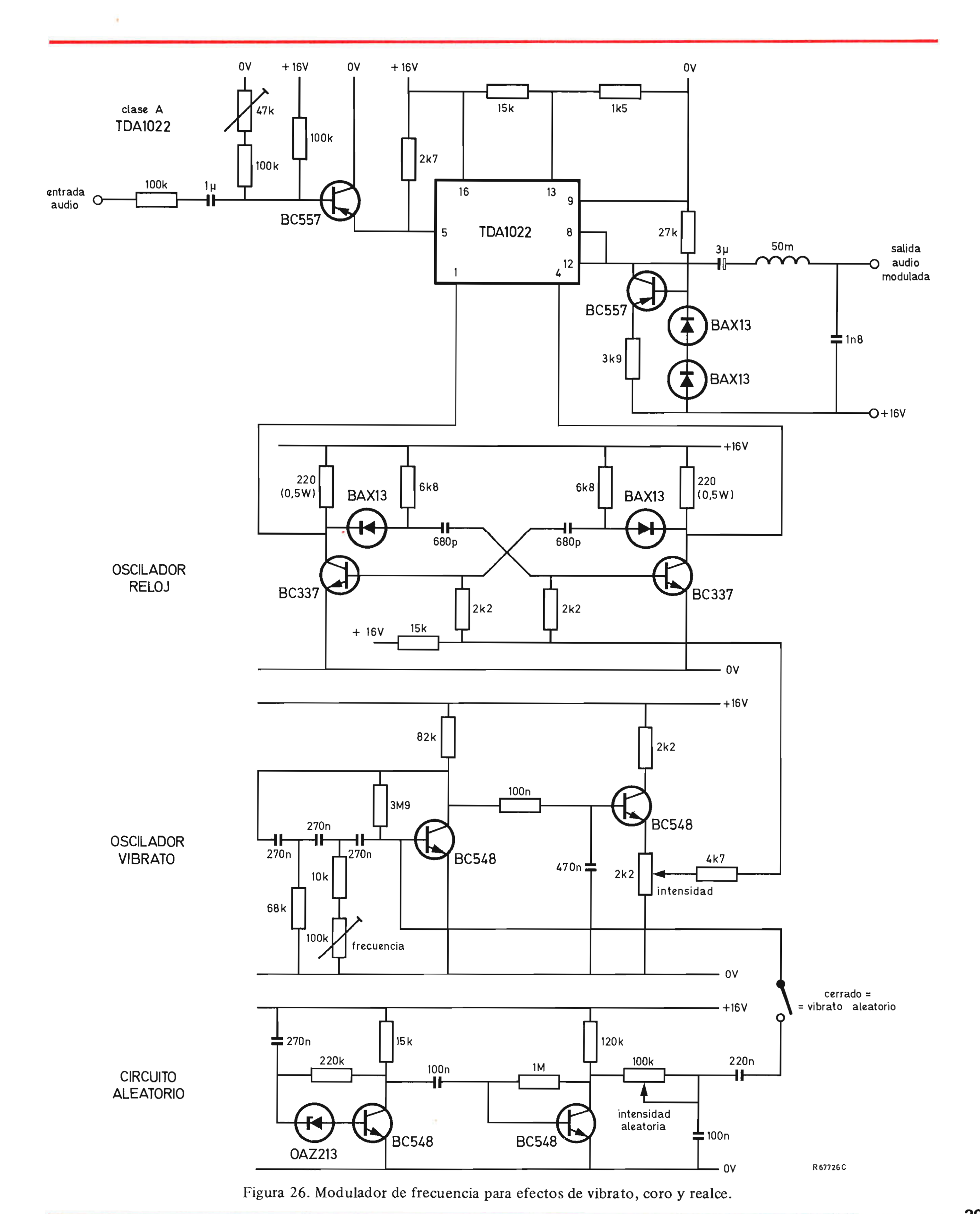


Figura 26. Modulador de frecuencia para efectos de vibrato, coro y realce.

ne una tensión aleatoria del ruido de un diodo zener, que es amplificada e integrada de modo que queda una envolvente de frecuencia muy baja. Esta excita al oscilador de vibrato de modo que se presenta un desplazamiento aleatorio en el oscilador de reloj, dando lugar a un efecto de coro aleatorio cuando la señal con vibración se mezcla con la directa sin retraso, como se muestra en la figura 27. Este efecto no se puede conseguir con métodos mecánicos. El circuito completo funciona con una alimentación de 16 V y se puede añadir como una unidad independiente en cualquier cadena de señal de audio.

3.5. Circuito combinación para reverberación, vibrato y coro

En la figura 28 se da el circuito de una unidad práctica de reverberación de cuatro etapas. Esta unidad puede reemplazar a la unidad de muelle mecánico en un órgano electrónico y tiene la ventaja de ser insensible a vibraciones mecánicas externas e independiente del acoplamiento acústico de los altavoces dentro de la caja del órgano. El oscilador de reloj y el excitador, junto con

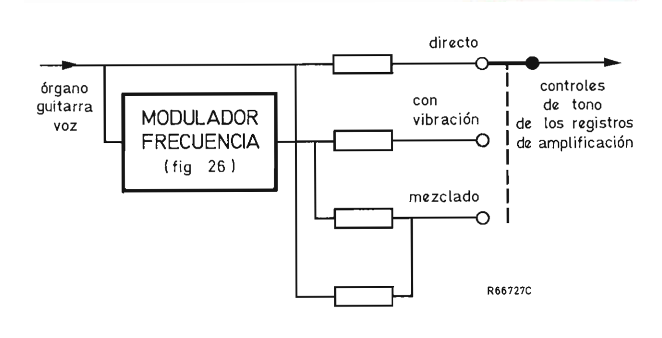


Figura 27. Selector de efecto.

el circuito oscilador vibrato, se han omitido en la figura 28 porque se pueden utilizar varios circuitos para estos fines, por ejemplo el que se vió en la figura 26.

El tiempo de reverberación es típicamente de 2 segundos y el ancho de banda de 3,5 kHz. Se emplea una frecuencia de reloj de 10 kHz.

El valor pico a pico de la señal de entrada no debe ser superior a 6 V. Como las líneas de retardo son P-MOS están alimentadas con polaridad opuesta a los dispositivos NPN del órgano, de modo que el terminal positivo es la masa de la señal de entrada. Esto significa que el rizado de la alimentación aparecerá como señal espúrea superpuesta en la señal de entrada. Para una relación señal-ruido de 60 dB, este rizado no debería ser nunca superior a 6 mV. En la práctica, como la máxima señal de entrada no está siempre presente, el rizado de la tensión de alimentación no debe ser mayor que 3 mV pico a pico. Por esta razón es deseable que la unidad de reverberación funcione a partir de su propia alimentación de 12 V, 50 mA estabilizada con una tensión de rizado no superior a 3 mV pico a pico: en la figura 29 se muestra el circuito típico de la fuente de alimentación de un órgano electrónico junto con las modificaciones necesarias para obtener la alimentación para la unidad de reverberación.

En la figura 28 se muestran los filtros pasa bajos de entrada y salida; el potenciómetro P se debe ajustar para mínima variación de la frecuencia de reloj.

4. CONTROL VARIABLE DE CONVERSACION

El control variable de conversación es un método de aumentar o disminuir la velocidad de una conversación grabada sin alterar su altura de tono. Normalmente, el aumento de la velocidad de reproducción da lugar a un efecto de "Pato Donald" de elevado tono, mientras que su disminución produce un bajo ronquido ininteligible. El control variable de conversación elimina estas distorsiones.

En la figura 30 se ilustra el principio. Supongamos que la onda senoidal de la figura 30(a) representa nueve ciclos de un tono de 200 Hz grabado en una cinta. Si se reproduce la cinta a doble velocidad, la frecuencia también se dobla, a 400 Hz, figura 30(b). El control variable de conversación toma los cuatro primeros ciclos y los ensancha como muestra la figura 30(c) hasta completar el tiempo originalmente ocupado por los ocho, reestableciendo así la frecuencia original. Los ciclos cinco a ocho se suprimen y los cuatro primeros se unen al comienzo del ciclo noveno. La información contenida en los ciclos suprimidos es en realidad redundante, de modo que la inteligibilidad no resulta perjudicada y el tiempo de reproducción queda dividido a la mitad.

Para la expansión el proceso es inverso. Al reproducir la cinta con una velocidad mitad, la señal que viene de la cabeza reproductora es de 100 Hz como se muestra en la figura 30(d). Esta se comprime para ocupar la mitad del tiempo original, figura 30(e), y entonces se repite por medio de un circuito de memoria para llenar el vacío resultante. Debido a la conservación del tono y ritmo naturales (en la mitad del tiempo original) el aumento de la redundancia no es excesivo.

En la práctica se utiliza una línea de retardo para el proceso de la señal, la frecuencia patrón pasa de alta a baja para la compresión del tiempo, y de baja a alta para la expansión de tiempo. Con la frecuencia disminuyendo, cada bit sucesivo tarda más tiempo que su predecesor

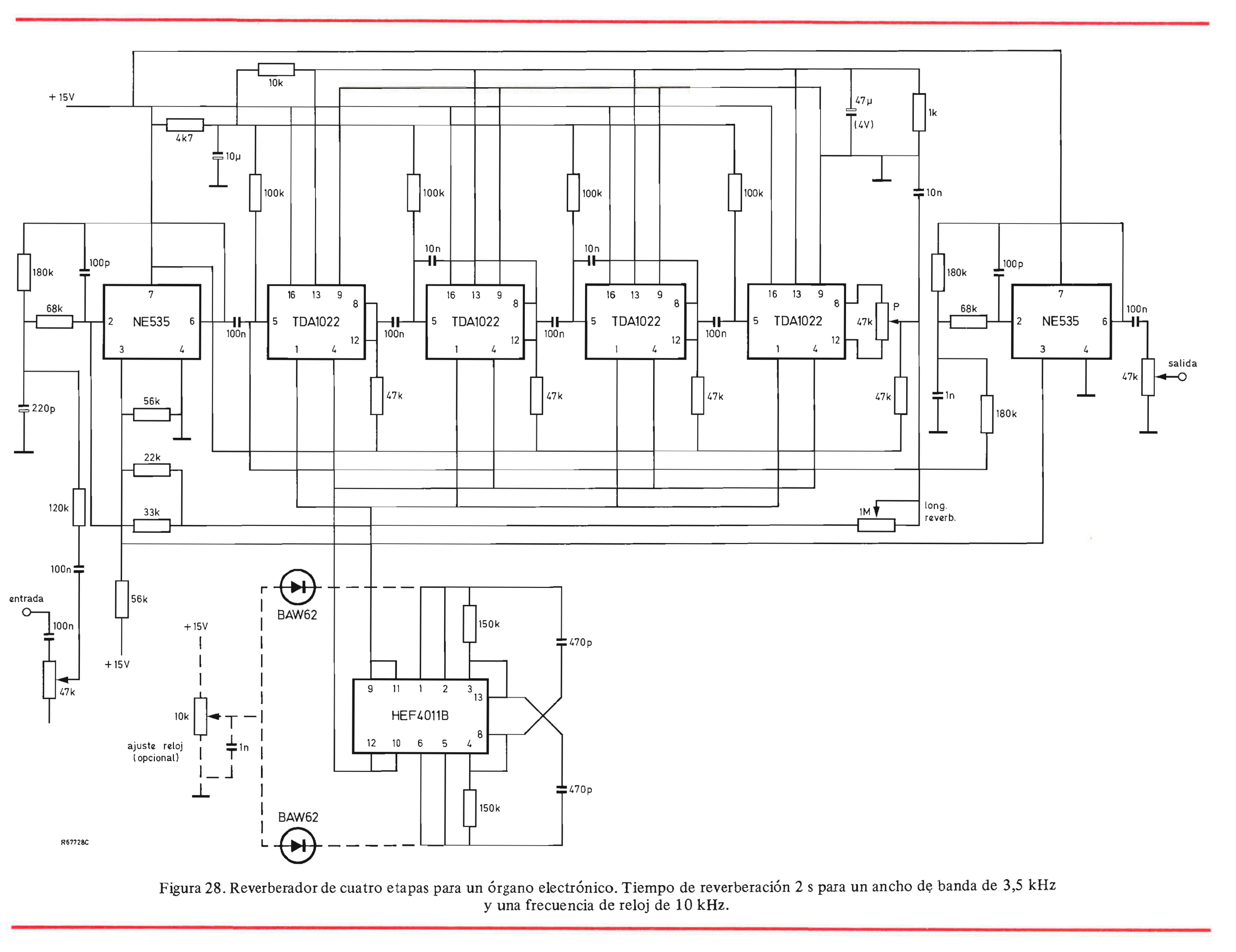
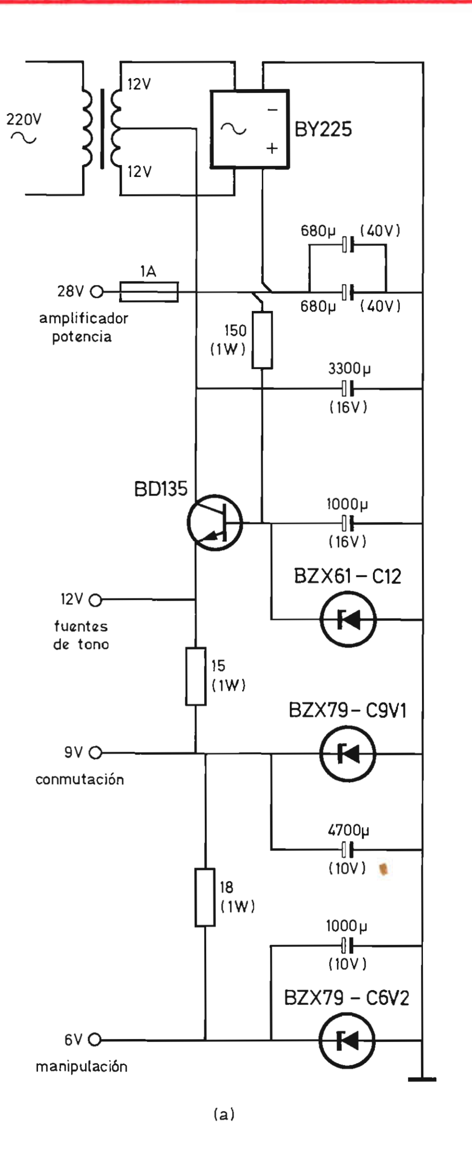


Figura 28. Reverberador de cuatro etapas para un órgano electrónico. Tiempo de reverberación 2 s para un ancho de banda de 3,5 kHz y una frecuencia de reloj de 10 kHz.



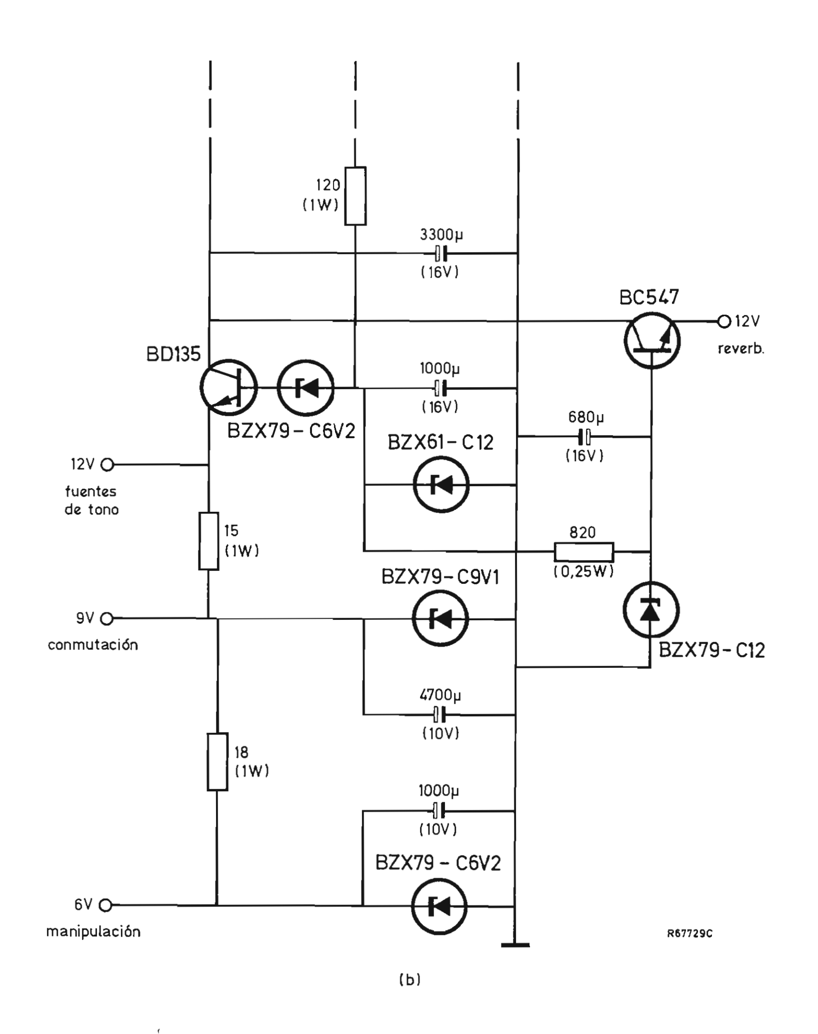


Figura 29. La fuente de alimentación típica de un órgano electrónico (a) necesita la modificación representada en (b) para separar la alimentación estabilizada de 12 V para la unidad de reverberación de la figura 28.

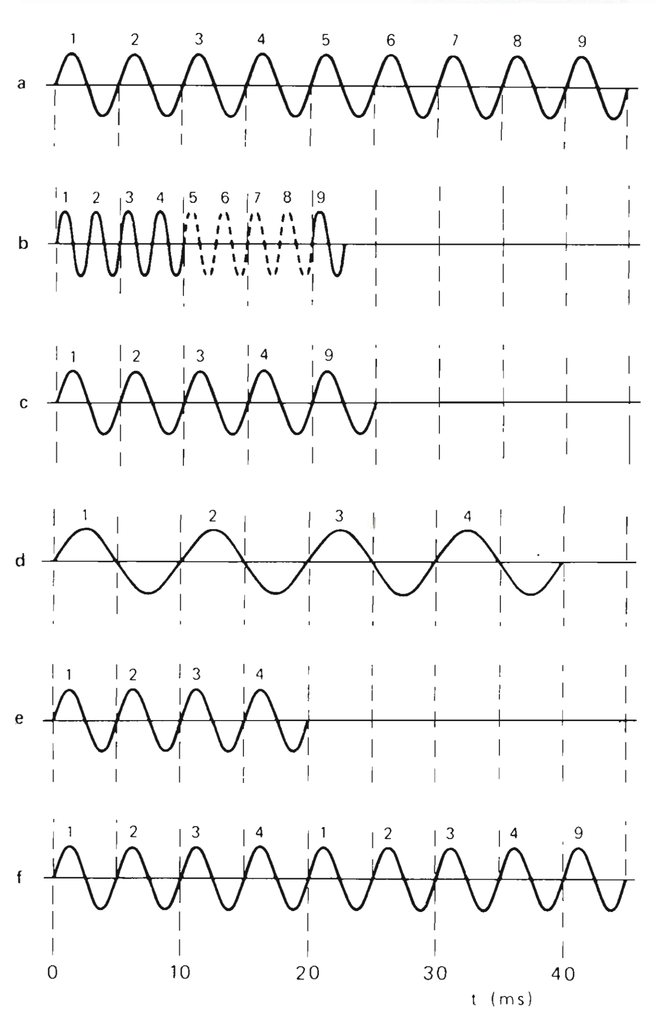


Figura 30. Principio del control variable de conversación. (a) Señal original grabada. (b) y (c) Compresión. (d) a (f) Expansión.

para pasar a través de la línea de retardo. La forma de onda que sale tiene la misma forma pero reducida en tiempo, con todos los componentes de frecuencia disminuidos en la misma relación. Las relaciones armónicas se conservan, de modo que el timbre original también se conserva.

Para una conversación ensanchada, la frecuencia pasa de bajo a alto durante el desplazamiento del bit, elevando así el tono de reproducción.

En el diagrama de bloques de la figura 32, el generador de rampa proporciona la entrada al generador de período controlado por tensión, el punto inicial de la rampa así como sus pendientes positiva y negativa se determinan mediante el ajuste del potenciómetro de control. Como el generador de rampa excita al generador de período controlado por tensión, la línea de retardo

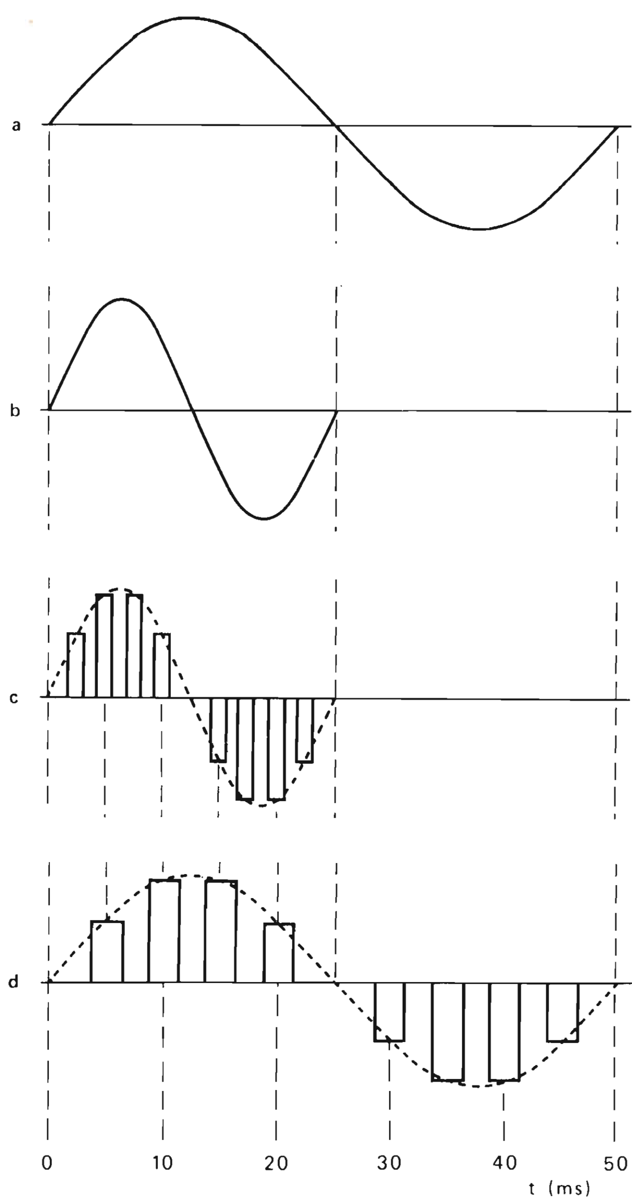


Figura 31. (a) Señal de 200 Hz grabada, (b) reproducida a velocidad doble de la de grabación, 400 Hz. Las muestras tomadas a intervalos de un cuarto de milisegundo y almacenadas en etapas consecutivas de la línea de retardo dan la variación de carga que se muestra en (c). Si la frecuencia de reloj se reduce a la mitad, las cargas emergen a la mitad de la velocidad con la que entraron en (d); el filtro de salida reestablece la forma de onda original (línea a trazos).

recibe impulsos de reloj a una velocidad creciente o decreciente, para efectuar la expansión o compresión deseada. La figura 31 muestra las etapas del proceso de señal cuando una cinta se reproduce al doble de la velocidad de grabación.

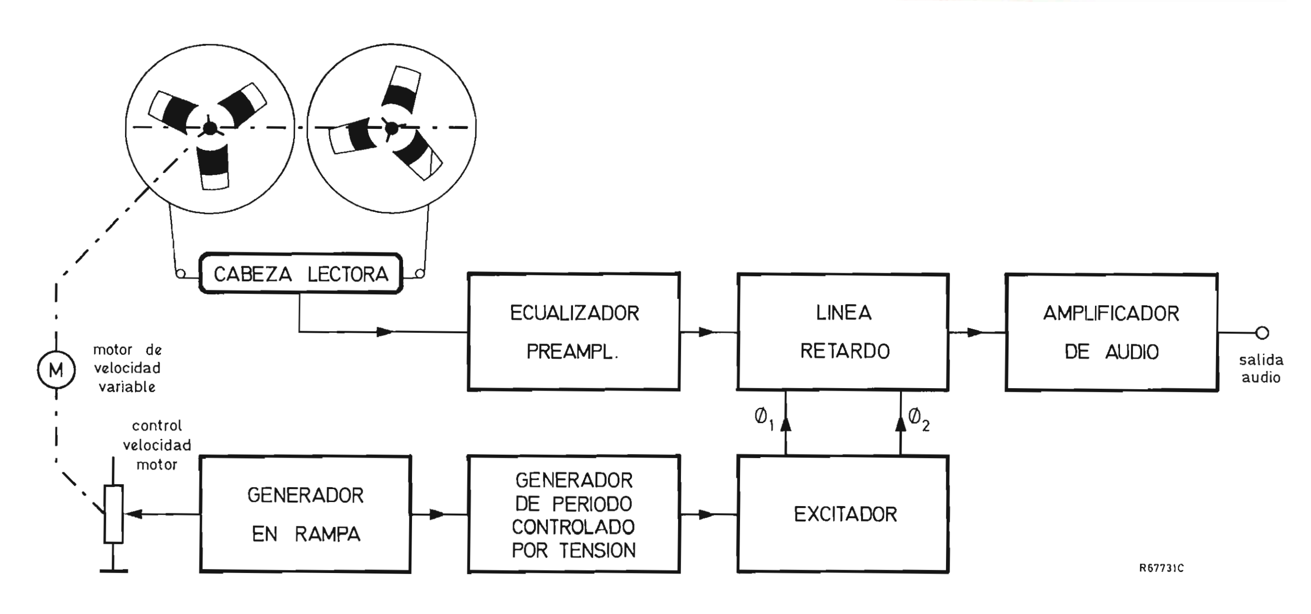


Figura 32. Sistema de reproducción simplificado para compresión o expansión de tiempo.

SISTEMA DE COMPROBACION DE FALLOS EN VISUALIZADORES DE 7 SEGMENTOS

En este artículo se describe brevemente un sistema de excitación y de comprobación de fallos de visualizadores de 7 segmentos de descarga de gas tipo ZM1550, así como un sencillo circuito excitador/acoplador de un costo relativamente bajo. De esta forma se consigue que estos visualizadores sean aceptados para ser utilizados en básculas y balanzas, ya que el fallo de un segmento será detectado.

Precisión de balanzas y básculas

Las balanzas y básculas se utilizan desde hace cientos de años para determinar el peso de las mercancías en transacciones comerciales. En muchos países, las demandas de precisión por parte de los compradores han dado lugar a legislaciones protectoras contra los vendedores poco escrupulosos que venden al por menor.

Por lo tanto, la precisión en las medidas y en el peso ha sido un punto de gran interés durante muchos años, con visitas regulares de inspectores a los vendedores para comprobar la precisión de las básculas y balanzas de uso contínuo.

Sin embargo, hasta ahora, la mayor parte de los aparatos para pesar eran mecánicos, en los que se obtenía un equilibrio entre las mercancías y pesas hechas y comprobadas con precisión o que utilizaban muelles y palancas. La visualización del peso se obtenía de varias maneras; durante muchos años un simple fiel se utilizó para indicar el equilibrio de los platillos de una balanza. Cuando mejoraron los métodos de pesada, fue introducida la escala calibrada que mostraba tanto al comprador como al vendedor el peso de la mercancía.

Visualizadores digitales

El desarrollo de la electrónica ha hecho posible la producción de pequeños visualizadores fáciles de leer y precisos que reemplazan ahora a las grandes escalas calibradas en las balanzas y básculas. Los visualizadores de gas son preferidos debido a su gran visibilidad.

Los primeros tubos visualizadores digitales constaban de un número determinado de cátodos, cada uno de ellos con la forma correspondiente a un número diferente y montados uno tras otro en el interior del tubo. Estos tubos eran voluminosos y los dígitos situados en el fondo perdían definición debido a que debían ser observados a través de un número elevado de cátodos no encendidos. El último desarrollo es el de visualizadores de 7 segmentos, en el cual los dígitos se forman mediante la combinación de 7 segmentos excitados independientemente estando todos montados en un mismo plano. Esto tiene la ventaja de que es posible una mayor visibilidad y también que ocupa menos espacio.

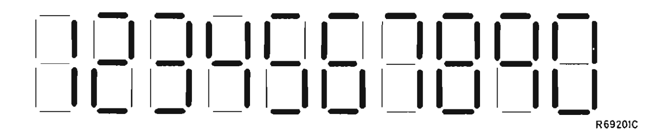


Figura 1. Guarismos formados por medio de visualizadores de 7 segmentos. Las líneas gruesas representan los segmentos encendidos, las finas los apagados.

Fiabilidad de los visualizadores

Cuando se utilizaban pesas separadas en balanzas clásicas, las pesas podían ser sustituidas fácilmente en caso de que fueran defectuosas. En el caso de balanzas y básculas que utilizan resortes y palancas, su calibración

puede ser ajustada con facilidad mediante una pesa patrón.

Cuando fueron introducidos los primeros tubos visualizadores, fueron rápidamente aceptados en el mercado teniendo en cuenta su inherente capacidad de indicar sus propios fallos, o los fallos de los circuitos electrónicos asociados. Cuando los *viejos* tubos visualizadores fallan, el usuario obtiene una indicación clara: aparecen dos cifras simultáneamente, o el fallo es completo.

Pero, ¿qué pasa si falla un visualizador de 7 segmentos? Si falla el segmento central, el ocho aparecerá como un cero.

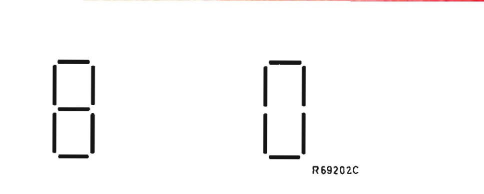


Figura 2. Un "ocho" que falla aparece como un "cero".

En principio, la posibilidad de fallo de un segmento dió como resultado el rechazo de los visualizadores de 7 segmentos para balanzas y básculas. En la actualidad la situación evoluciona hacia su aceptación con la condición de que se incluya un sistema de comprobación. En este artículo se describe brevemente un sistema de excitación y de comprobación de fallos, utilizando el visualizador de descarga de gas tipo ZM1550, así como un sencillo circuito excitador/acoplador de un costo comparativamente bajo.

El visualizador doble de descarga de gas y 7 segmentos ZM1550

El ZM1550 es un visualizador de descarga de gas de larga vida en un encapsulado plano para visualizaciones numéricas en línea, tales como surtidores de gasolina, instrumentación, cajas registradoras y balanzas. La altura de las cifras es de 15 mm y su intensidad luminosa es de 10 mCd/mA. El ZM1550 está provisto de terminales en doble línea soldables por inmersión insertados en circuitos impresos y cuya separación es de 2,54 mm. En la figura 3 se dan detalles mecánicos del ZM1550.

El ZM1551 es una variante del ZM1550. Tiene las mismas características del ZM1550, pero sus detalles mecánicos son los que se indican en la figura 4.

La tecnología del ZM1550 es tan flexible que es posible en principio hacer versiones especiales de acuerdo con las especificaciones del cliente, tales como los símbolos kHz/MHz, £, $, etc.

Los circuitos integrados NE584 y NE585 como excitadores de visualizadores

La conmutación de alta tensión necesaria en los visualizadores ha presentado durante mucho tiempo dificultades a la industria de semiconductores, particularmente a los fabricantes de circuitos integrados. Ahora se dispone de un conjunto de excitadores capaces de conmutar estas tensiones elevadas, de ellos el NE584 y el NE585 son excitadores de cátodo y ánodo respectivamente para visualizadores de descarga de gas de 7 segmentos multiplexados. Estos circuitos integrados tienen una fiabilidad elevada, simplicidad en el acoplamiento, corriente de segmento programable y realimentación interna. Se utiliza un resistor externo para programar las corrientes de los segmentos que determinan el brillo del visualizador.

Estos excitadores encuentran amplia aplicación en terminales, calculadoras, relojes, juegos electrónicos, instrumentos, cajas registradoras y equipos médicos.

El NE584 es un excitador de segmento o cátodo y está disponible en dos versiones:

– NE584/8 es un excitador de 8 segmentos en un encapsulado de 22 terminales.
– NE584/9 es un excitador de 9 segmentos en un encapsulado de 24 terminales.

Son necesarias dos tensiones de alimentación con respecto al terminal de tierra: V_{CC} (entre +5 V y +15 V) y V_{B-} (aproximadamente –100 V). Las salidas de segmento absorben una corriente constante programable de 5 mA a V_{B-} como máximo; una corriente I_P en el terminal de programación fija simultáneamente las corrientes de salida a un valor típicamente igual a cinco veces I_P. A través de un acoplamiento interno, cada salida puede ser conmutada o no por medio de una entrada lógica que está referida a masa (ALTO = conectado; BAJO = desconectado).

La salida de realimentación (véase la figura 5) tiene una función esencial en el sistema de comprobación de fallos y merece especial atención. Si todas las salidas que son excitadas conducen la corriente programada, la salida de realimentación hace que solamente pase a masa una pequeña corriente. Sin embargo, si se supone que F salidas no conducen corriente debido a un fallo o a que no se han encendido, la corriente de realimentación I_F será normalmente $I_F = F I_P$.

El NE585 es un excitador de dígito o de ánodo, y también está disponible en dos versiones:

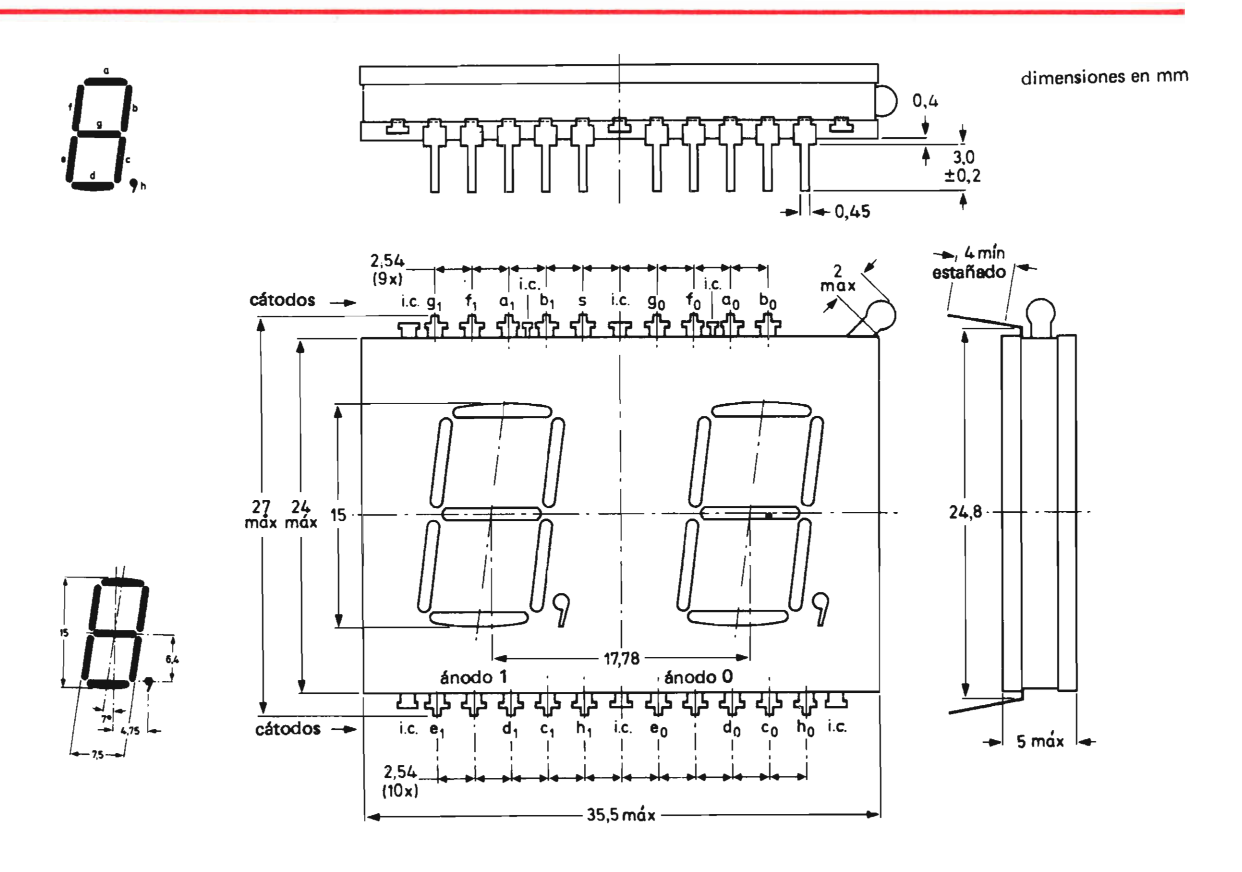


Figura 3. Dimensiones del tubo indicador ZM1550.

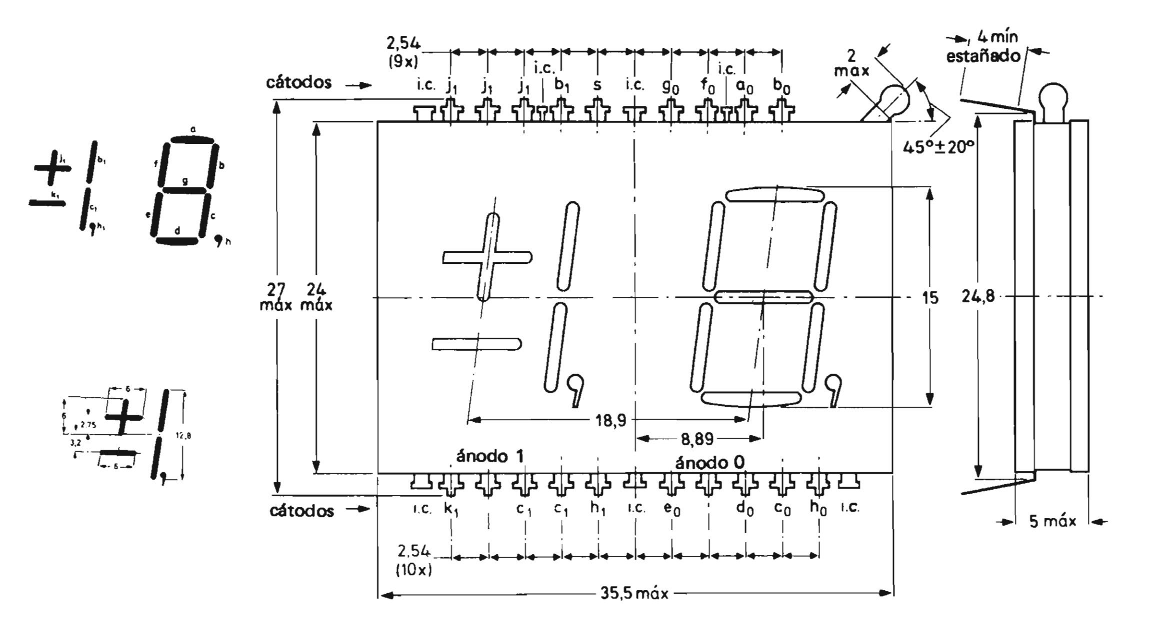


Figura 4. Dimensiones del tubo indicador ZM1551.

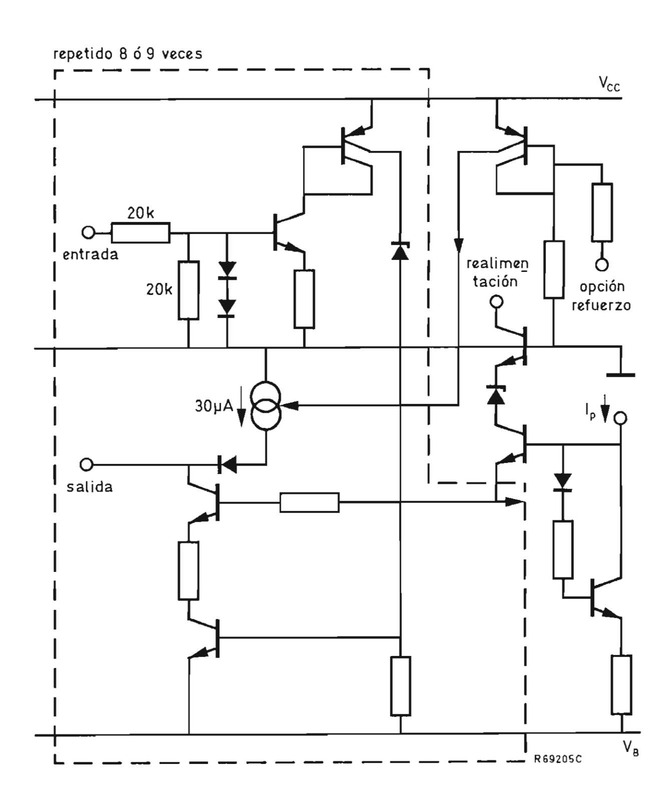


Figura 5. Circuito equivalente del NE584.

– NE585/6 es un excitador de 6 dígitos en encapsulado de 16 patillas.
– NE585/9 es un excitador de 9 dígitos en encapsulado de 22 patillas.

Solamente se necesita una tensión de alimentación V_{B+} de aproximadamente +100 V con respecto a la patilla de masa. Las salidas de dígito son conmutadas a un bus común a todos los ánodos. Cada salida puede ser conmutada o no por medio de una entrada lógica referida a masa (ALTO = conectado; BAJO = desconectado). El bus de ánodos puede ser conmutado a V_{B+} por medio de la entrada de realimentación. En la figura 6 se muestra el circuito del NE585.

Excitación del ZM1550

El circuito de la figura 7 muestra como se conectan normalmente los dos excitadores para excitar al visualizador ZM1550. Normalmente se elige V_{CC} igual a la tensión de alimentación lógica del sistema que genera las señales de entrada, que puede estar en el margen comprendido entre 5 V y 15 V. El visualizador ZM1550 no necesita utilizar el sistema de realimentación. Como consecuencia, la entrada y la salida de realimentación no se conectan, mientras que el bus de ánodos se conecta a V_{B+} a través de un diodo zener de 15 V a 20 V. (En aplicaciones de baja corriente, este diodo zener puede suprimirse si la entrada de realimentación del NE585 es llevada a masa a través de un resistor de aproximadamente 10 kΩ).

Se puede fijar la corriente de pico de segmento mediante el resistor de programación R_P. (Si I_{seg} = 3 mA y V_{B-} = −100 V, R_P es aproximadamente 150 kΩ). Normalmente no es necesario incluir un tiempo de borrado entre los impulsos de selección de dígito para evitar descargas entre dígitos. Para mejorar esto, si es necesario, se puede conectar a masa la entrada del NE585.

Sistema de comprobación de fallos

La figura 8 muestra un visualizador para el vendedor y otro para el cliente, ambos de ocho dígitos, tal como se utilizan en las básculas y balanzas de las tiendas. Se supone que están disponibles dos conjuntos de señales de selección de segmentos cuya igualdad debe ser comprobada y que las señales de selección de dígito son comunes a ambos visualizadores.

El sistema de comprobación de fallos se subdivide en tres subsistemas de comprobación:

– Comparación de segmentos: que corresponde a los resistores R_s y R_d y al comparador LOCMOS.
– Comprobación de la corriente de segmento: que corresponde a la realimentación de las salidas tomadas a V_{B+} a través de R_F.
– Comprobación de cortocircuito de ánodo: que corresponde a los resistores R_a, R_1 y R_2.

Comparación de segmentos

Las tensiones reales de los segmentos son reducidas a niveles lógicos por medio de los resistores R_s y R_d. Dos comparadores convencionales LOCMOS de 4 bits (por ejemplo el HEF4585) están dispuestos en cascada para comparar estos niveles lógicos; su salida puede utilizarse directamente como salida de sub-alarma. Téngase en cuenta que este sistema se puede utilizar gracias a que se emplea alimentación partida. Esto permite que las corrientes a través del divisor resistivo sean lo suficientemente elevadas como para asegurar un margen de ruido razonable sin perturbar el funcionamiento correcto del

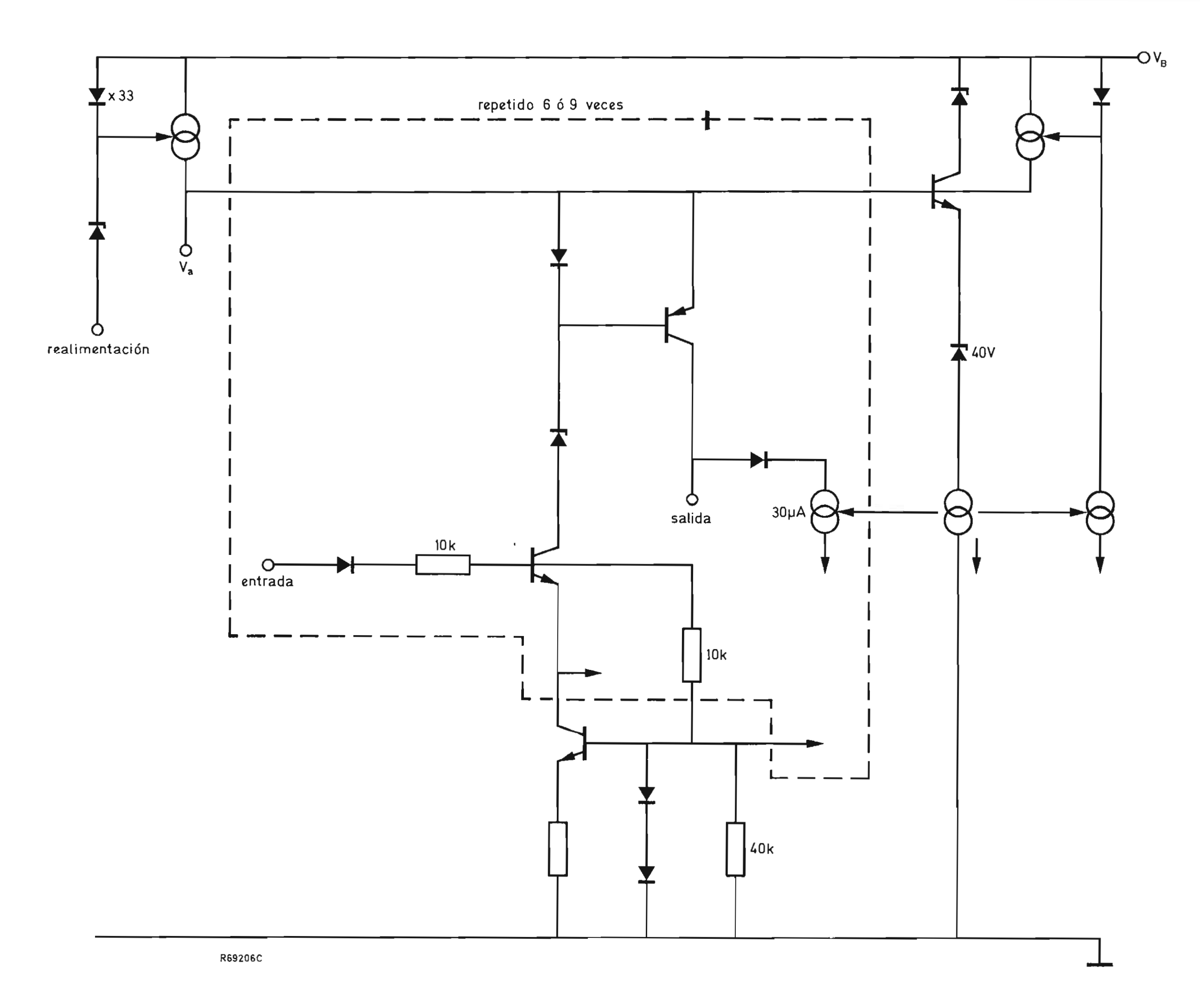


Figura 6. Circuito equivalente del NE585.

visualizador. En un modelo de demostración, $R_s = 220\ k\Omega$ y $R_d\ =\ 10\ k\Omega$ y por lo tanto I es aproximadamente 0,5 mA.

Comprobación de la corriente de segmento

Como se citó anteriormente, la salida de realimentación del NE584 genera una corriente $I_F = F\,I_P$ si fallan F segmentos. En condiciones de buen funcionamiento, la corriente de la salida de realimentación es inferior o igual a la suma de las corrientes de base de todos los transistores de salida. El circuito conectado a la salida de realimentación debe asegurar que en condiciones de funcionamiento correcto, el nivel lógico resultante esté siempre en ALTO, y que si falla un solo segmento el nivel esté en BAJO.

Comprobación de cortocircuito de ánodo

Durante el funcionamiento correcto, mientras un ánodo está aproximadamente a +80 V, los otros están a aproximadamente cero voltios. El divisor resistivo formado por R_a, R_1 y R_2 está diseñado de tal forma que, en estas condiciones su tensión de salida sea igual a cero.

Si se presenta un cortocircuito entre dos ánodos, el divisor está diseñado de forma que entregue una tensión aproximadamente igual a V_{CC} (o sea un nivel lógico 1 "ALTO"). Así, la salida del divisor puede utilizarse directamente como salida de sub-alarma.

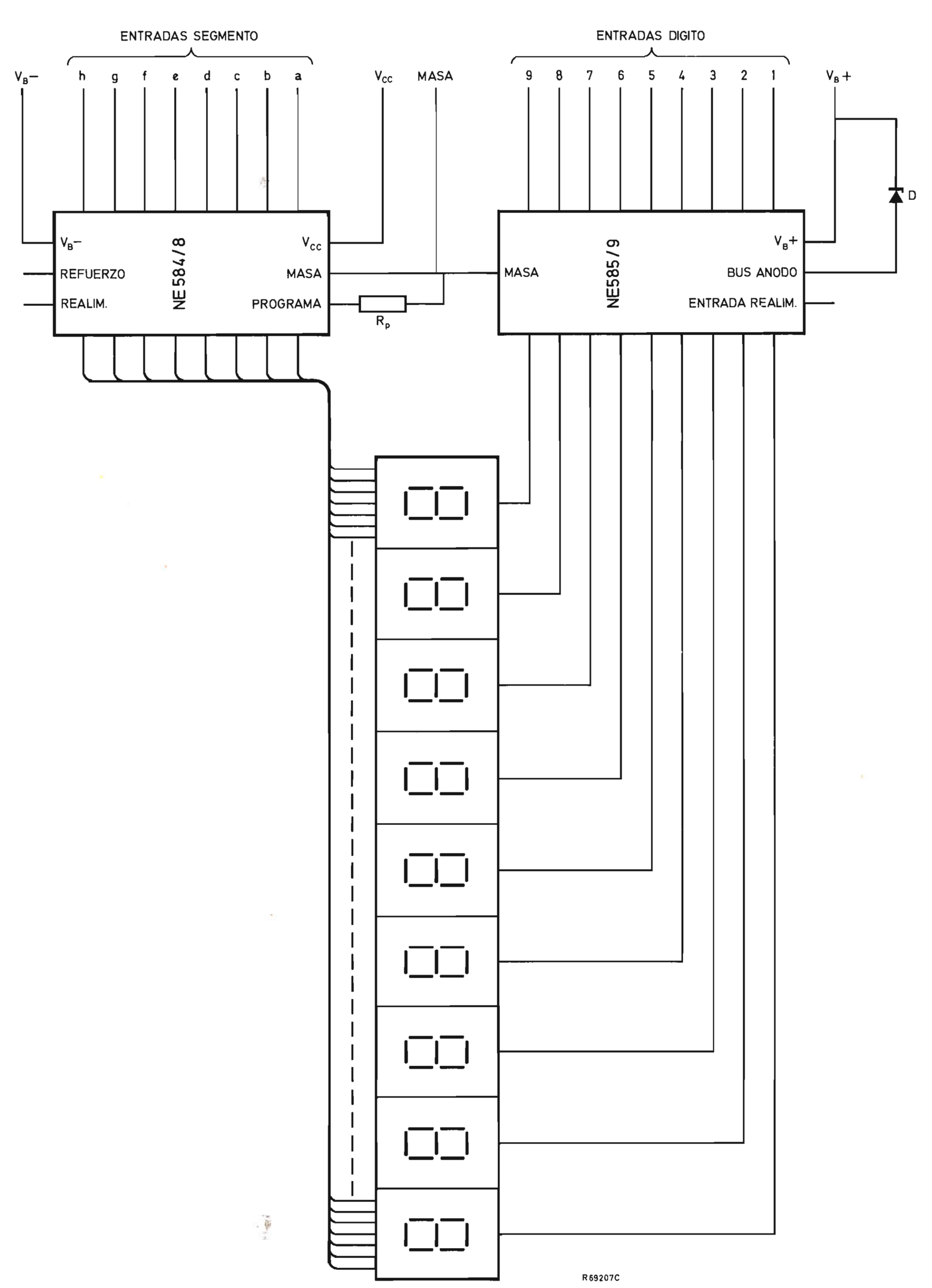


Figura 7. Circuitos integrados NE584/8 y NE585/9 excitando un visualizador de descarga de gas con el ZM1550.

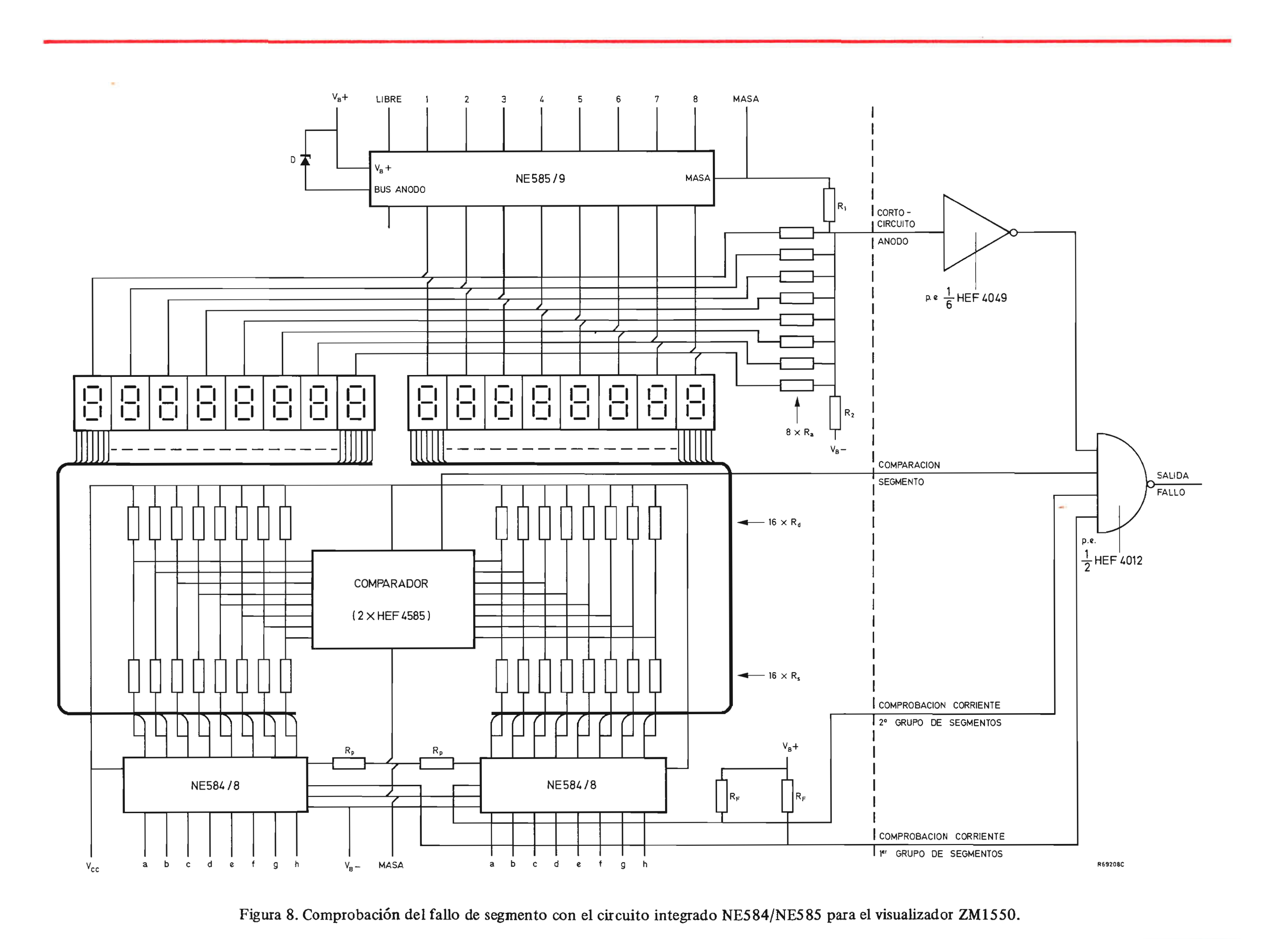


Figura 8. Comprobación del fallo de segmento con el circuito integrado NE584/NE585 para el visualizador ZM1550.

Como.en el caso del circuito comparador de segmentos, la alimentación partida permite un funcionamiento fiable permitiendo que la corriente del divisor sea suficiente. En el modelo de demostración, $R_a = 150$ kΩ, $R_1 = 10$ kΩ y $R_2 = 200$ kΩ y por lo tanto, la corriente a través de R_a es aproximadamente 0,5 mA. Para más de 9 dígitos, se pueden colocar varios NE585 en serie, siempre que se añada un resistor R_a para cada ánodo adicional.

Combinación de las cuatro señales de sub-comprobación

En funcionamiento correcto, la comprobación de segmentos y las dos salidas de comprobación de corriente están en ALTO y la salida de cortocircuito de ánodo en BAJO. Esta última es invertida mediante un inversor LOCMOS y combinada entonces con las otras tres en una puerta NAND de 4 entradas. La salida de esta puerta está en estado BAJO si no existe ningún fallo. La salida de fallo de la puerta NAND de cuatro entradas puede ser utilizada para activar un sistema que haga que el visualizador se encienda y se apague.

Retraso en el encendido

Durante el período de retraso del encendido del tubo, están presentes las tensiones en el visualizador pero no circula corriente. Esto hace que las salidas de comprobación de la corriente estén activadas durante este tiempo. Las otras salidas también acusarán impulsos durante la transición de un dígito al siguiente. Por tanto, se recomienda que la alarma sea suprimida durante un intervalo corto durante la transición de dígito a dígito. Debido a la naturaleza aleatoria del retraso en el encendido puede ser necesario que se produzcan varios impulsos de alarma antes de que ésta se dispare.

Reacciones del sistema a diferentes tipos de fallos

La tabla 1 muestra las salidas de sub-alarma que son activadas por diferentes tipos de fallos. En la tabla no se incluye el cortocircuito ánodo-segmento, ya que este fallo puede provocar la destrucción permanente de los excitadores. Según la naturaleza de la avería, la alarma será o no activada.

Tabla 1. *Reacciones del sistema frente a fallos del visualizador.*

tipo de fallo	sub-comprobaciones activadas		
	comprobación corriente	comparación segmento	cortocircuito de ánodo
desconexión de segmento	•		
segmento que no se enciende	•		
cortocircuito entre segmentos		•	
desconexión ánodo	•		
dígito que no se enciende	•		
cortocircuito ánodo-segmento	véase el texto		
cortocircuito entre ánodos			•

CUENTAS DE FERROXCUBE PARA SUPRESION DE INTERFERENCIAS

Con los filtros de ruido usuales no es posible eliminar las interferencias con valores superiores a 30 MHz, pero afortunadamente éstas pueden ser suprimidas utilizando una o varias cuentas de Ferroxcube. En este artículo se estudian estas cuentas de Ferroxcube y se da una guía para la elección de la cuenta adecuada para un determinado problema de interferencias.

Para suprimir interferencias de hasta unos 30 MHz, se utilizan normalmente condensadores, bobinas o filtros. La intensidad de la interferencia en la fuente y el amortiguamiento proporcionado por el mismo aparato eléctrico determinan el amortiguamiento extra necesario para mantener la interferencia por debajo de las normas oficiales (basadas por ejemplo en las recomendaciones del C.I.S.P.R.). Sin embargo, por encima de los 30 MHz, los filtros de ruido usuales no son eficaces. Esto es debido a las capacidades parásitas de las bobinas anti-interferencias y a las autoinducciones en los terminales de los condensadores anti-interferencia o en los mismos condensadores. Afortunadamente, esta interferencia de alta frecuencia puede ser suprimida suficientemente utilizando una o varias cuentas de Ferroxcube. Estas se insertan fácilmente en los cables de alimentación o en los terminales de los componentes del circuito. Sin embargo, el amortiguamiento necesario se obtendrá solamente si se eligen las cuentas del tamaño y grado de Ferroxcube adecuados. La elección de la cuenta adecuada para un determinado problema de interferencias es, de hecho, bastante sencilla. Esto es debido a que la mayoría de los problemas de interferencias se pueden representar mediante el diagrama básico de la figura 1.

En esta figura, una fuente de interferencias con una impedancia Z_G inyecta ruido de alta frecuencia a través de la impedancia en serie Z_S de la cuenta en una impedancia de carga Z_L. La interferencia puede ser generada por un dispositivo eléctrico o electrónico, por ejemplo el motor eléctrico de un aparato electrodoméstico conectado a la red (Z_L). Cuando funciona el motor eléctrico actúa como una fuente de interferencias con un espectro de frecuencias que se extiende a los 100 MHz. Hay que tener en cuenta que las impedancias Z_G, Z_S y Z_L son válidas solamente para estas frecuencias. El efecto de una cuenta en la amplitud de la señal de ruido generada

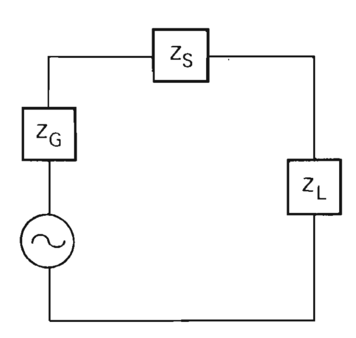


Figura 1. La fuente de interferencias con una impedancia interna Z_G inyecta ruido a través de la impedancia Z_S de una cuenta en serie a una carga de impedancia Z_L.

en la impedancia de la carga se puede calcular de la siguiente manera:

$$\frac{E_0}{E} = \frac{|Z_G + Z_L + Z_S|}{|Z_G + Z_L|},$$

donde E es la amplitud con la cuenta y E_0 sin ella. La atenuación viene expresada por:

$$20 \log \frac{|Z_G + Z_L + Z_S|}{|Z_G + Z_L|} \text{ dB.}$$

Como Z_G y Z_L son normalmente impedancias complejas, son parámetros importantes de la cuenta $|Z_S|$ y φ, especialmente cuando las capacidades parásitas u otras capacidades forman un circuito resonante con la autoinducción de la cuenta. Por lo tanto, los parámetros de la cuenta deben ser reproducibles, lo que se consigue con

un proceso de fabricación cuidadosamente controlado. Las propiedades de los grados de Ferroxcube se muestran en las figuras 2 y 3. Las características se refieren a cuentas con un diámetro exterior D = 5 mm, un diámetro interior d = 2 mm y una longitud l = 10 mm. Las medidas se realizaron con una cuenta insertada en un hilo de cobre recto con un diámetro de 0,5 mm.

La figura 4 muestra el circuito equivalente de una cuenta, una autoinducción (L_S) en serie con una resistencia (R_S). Así, la impedancia de la cuenta es $|Z_S| = \sqrt{\{(\omega L_S)^2 + R_S{}^2\}}$. Tanto la reactancia inductiva (ωL_S) como R_S son función de la frecuencia (véase figura 3). La autoinducción depende de las dimensiones

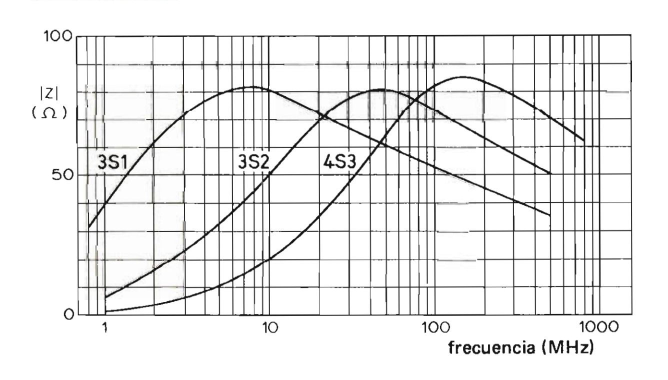


Figura 2. Impedancia de los grados de Ferroxcube en función de la frecuencia. Las curvas son las típicas para una cuenta de 5 X 2 X 10 mm.

que se muestran en la figura 5, y de la permeabilidad relativa μ_r. Esto se obtiene fácilmente de la siguiente manera:

$$L_S = \Delta\Phi/\Delta I,$$

donde ϕ es el flujo magnético total e I la corriente que circula por el hilo. Así pues:

$$\Phi = l \int_{d/2}^{D/2} B dr = l \mu_r \int_{d/2}^{D/2} H dr$$

$$= l \mu_r \int_{d/2}^{D/2} \frac{I}{2\pi r} dr = \frac{\mu_r l I}{2\pi} \ln(D/d).$$

(B = densidad de flujo magnético; H = intensidad del campo magnético.) Así $L_S = \{\mu_r\, l \ln(D/d)\} / 2\pi$ y $\omega L_S = \{\omega\, \mu_r\, l \ln(D/d)\} / 2\pi$.

A partir de la figura 6 se obtiene que $R_S = \omega L_S \tan(90° - \varphi)$, que puede escribirse también como R_S =

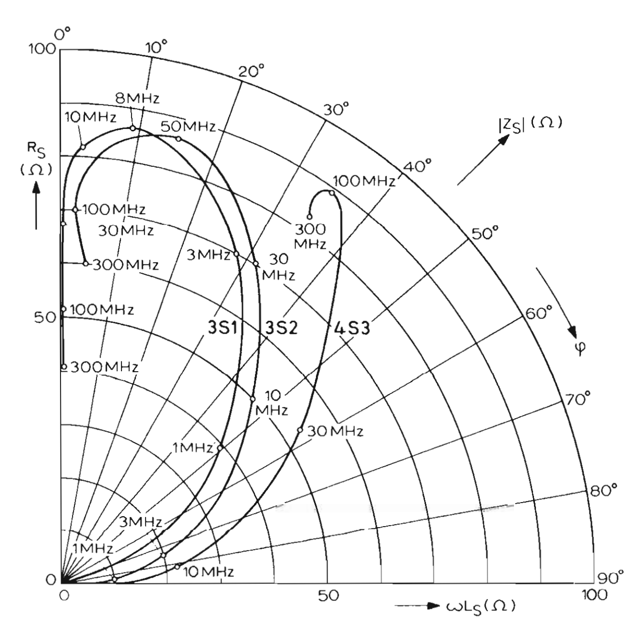


Figura 3. Diagrama polar de $|Z_S|$ para los grados 3S1, 3S2 y 4S3. Las curvas son las típicas para una cuenta de 5 X 2 X 10 mm ($l \ln(D/d) = 0{,}92$).

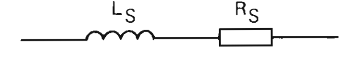


Figura 4. Circuito equivalente de una cuenta.

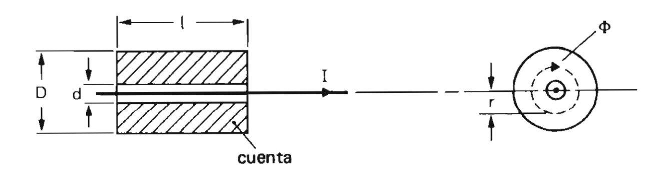


Figura 5. Dimensiones que afectan a la inductancia.

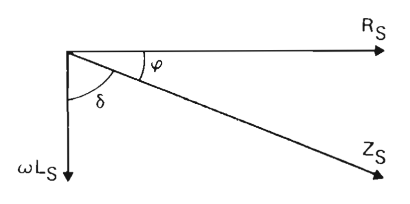


Figura 6. Diagrama vectorial de Z_S.

ωL_S tan δ. Para un determinado material, φ y tan δ son independientes del tamaño de la cuenta.

En la figura 7a se muestra la relación entre la geometría y la impedancia de la cuenta. Dentro de unos límites, el gráfico se puede utilizar para prever la impedancia de una cuenta no incluida en la gráfica de tamaños. La frecuencia hasta la cual el gráfico es preciso depende del grado del material:

3 MHz para 3S1;
10 MHz para 3S2;
y 100 MHz para 4S3.

Como indica la tabla 1, se pueden utilizar los grados para frecuencias más elevadas, pero entonces presentarán una impedancia inferior a la esperada según los gráficos. Esta caída de impedancia es provocada por las corrientes parásitas (efecto pelicular) y por las ondas estacionarias.

Por otra parte, éstas dependen de:

- la geometría de la cuenta (longitud y $\ln(D/d)$),
- la resistividad (ρ) y la constante dieléctrica (ϵ) del material.

La figura 7b muestra la reducción posible del aumento de la impedancia de la cuenta respecto a $l \ln(D/d)$ en comparación con la figura 7a. Sin embargo, obsérvese que la impedancia real estará en las flechas verticales, porque también depende de la frecuencia, de ρ, y de ϵ.

Como ρ y ϵ pueden variar para un mismo grado, se deben tener en cuenta dos consideraciones importantes cuando se utilice una cuenta en una gran producción.

- Obsérvese que el amortiguamiento de un determinado tipo de cuenta utilizada más allá de la frecuencia límite de su grado, puede variar apreciablemente de una partida a otra. Aunque no serán nunca menores que las especificadas en la tabla (valores mínimos garantizados), cuentas del mismo tipo pero de otra partida pueden presentar un amortiguamiento mucho mayor. Además, el grado correcto siempre presentará mejor amortiguamiento garantizado.
- El tamaño de las cuentas utilizadas más allá de la frecuencia límite de su grado deberá restringirse. Esto es debido a que el deterioro posible del amortiguamiento puede volverse excesivo para valores más elevados que $l \ln(D/d)$ (véase la figura 7); más que aumentar el valor de $l \ln(D/d)$, es aconsejable utilizar varias cuentas con valores de $l \ln(D/d)$ inferiores (bien separadas).

Los gráficos de la figura 7 suponen que se utiliza una sola cuenta. Se pueden utilizar también dos o tres espiras y, dentro de unos límites, se obtendrá una impedancia

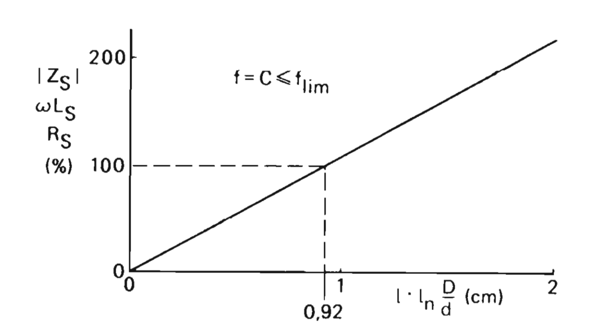


Figura 7a. Impedancia ($|Z_S|$, ωL_S, R_S) de una cuenta en función de su geometría ($l \ln(D/d)$) a frecuencia constante. La impedancia se da en tanto por ciento respecto al 100% de impedancia de una cuenta de 5 X 2 X 10 mm ($l \ln(D/d) = 0{,}92$). El gráfico es correcto por debajo de la frecuencia límite superior de 3 MHz para el grado 3S1, 10 MHz para el grado 3S2 y 100 MHz para el grado 4S3.

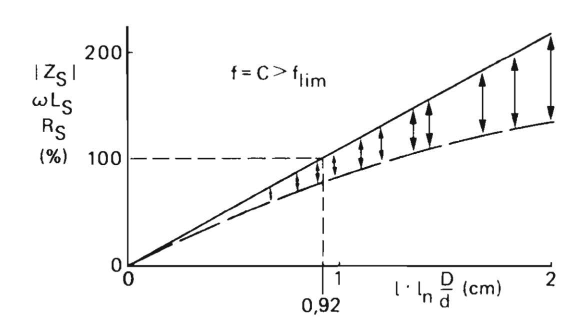


Figura 7b. El mismo gráfico de la figura 7a junto con el correspondiente al caso más desfavorable para frecuencias que exceden los límites superiores de frecuencia en los tres grados.

$4Z_S$ o $9Z_S$, respectivamente. Todos los datos de la tabla 1 están corregidos para la impedancia del hilo. La impedancia de la cuenta a veces está referida a $|\Delta Z_S|$ que representa el aumento de $|Z_S|$ producido por la cuenta. Sin embargo, en la tabla 1 se utiliza $|Z_S|$.

Las pérdidas en la ferrita para radiofrecuencias son debidas a resonancias ferromagnéticas. Las pérdidas más conocidas, tales como las pérdidas por corrientes parásitas no contribuyen aquí, pues se mantienen a un nivel bajo para evitar los efectos peliculares. La relación entre la permeabilidad relativa y el margen de frecuencias del material está expresada por la ley de Snoek:

$$f_{máx} \propto B_{sat}/\mu_r,$$

donde B_{sat} es la densidad de flujo de saturación y μ_r la permeabilidad relativa.

Tabla 1. *Impedancias mínimas garantizadas* ($|Z_S|$ *en ohmios) de las cuentas para diferentes frecuencias.*

grado	número de catálogo	dimensiones D	d	l	l ln (D/d)	frecuencia en MHz 1	3	10	30	100	300
3S1	8222 293 22400*	3	0,7	4	0,58	24	38	39	31	26	23
	22410	3	0,7	10	1,45	58	95	97	77	66	58
	22420	3	1,0	4	0,44	18	29	30	24	20	18
	22430	3	1,0	10	1,10	44	72	73	59	50	44
	22340	5	0,7	4	0,79	32	52	53	42	36	32
	22350	5	0,7	10	1,97	79	128	131	105	89	79
	22360	5	1,5	4	0,48	20	31	32	26	22	20
	22370	5	1,5	10	1,20	48	78	80	64	55	48
	22380	5	2,0	4	0,37	15	24	24	20	17	15
	22390	5	2,0	10	0,92	37	60	61	49	42	37
3S2	4330 030 32200	3	0,7	4	0,58	4	12	25	32	42	27
	32210	3	0,7	10	1,45	9	20	63	81	104	67
	32220	3	1,0	4	0,44	3	9	19	25	32	20
	32230	3	1,0	10	1,10	7	23	48	61	79	51
	32240	5	0,7	4	0,79	5	16	24	44	57	37
	32250	5	0,7	10	1,97	12	40	85	110	142	91
	32260	5	1,5	4	0,48	3	10	21	27	35	22
	32270	5	1,5	10	1,20	7	25	52	68	87	55
	32280	5	2,0	4	0,37	2	8	16	20	26	17
	32290	5	2,0	10	0,92	6	19	40	51	66	43
	32300	8	1,5	4	0,67	4	14	29	38	48	31
	32310	8	1,5	10	1,67	10	34	72	93	120	77
	32320	8	2,0	4	0,56	4	11	24	31	40	26
	32330	8	2,0	10	1,39	9	28	60	77	100	64
	32340	8	3,0	4	0,39	2	8	17	22	28	18
	32350	8	3,0	10	0,98	6	20	42	55	71	45
4S3	4330 030 32360	3	0,7	4	0,58	1	3	11	27	50	57
	32370	3	0,7	10	1,45	2	9	28	67	126	140
	32380	3	1,0	4	0,44	1	3	9	20	38	43
	32390	3	1,0	10	1,10	2	8	21	50	95	107
	32400	5	0,7	4	0,97	2	5	16	36	68	77
	32410	5	0,7	10	1,97	4	12	38	90	170	190
	32420	5	1,5	4	0,48	1	3	9	22	41	47
	32430	5	1,5	10	1,20	2	7	23	55	104	116
	32440	5	2,0	4	0,37	1	2	7	17	32	36
	32450	5	2,0	10	0,92	2	6	18	42	80	89
	32460	8	1,5	4	0,67	1	4	13	31	57	65
	32470	8	1,5	10	1,67	3	10	32	77	145	161
	32480	8	2,0	4	0,56	1	3	11	26	49	55
	32490	8	2,0	10	1,39	2	9	27	64	121	134
	32500	8	3,0	4	0,39	1	3	8	18	34	38
	32510	8	3,0	10	0,98	2	6	19	45	85	95

*Los números de catálogo que empiezan por un "8" son provisionales.

Un valor elevado de B_{sat} permitirá un valor elevado de μ_r a la frecuencia de funcionamiento y proporciona una $|Z|$ más elevada. La figura 8 muestra el efecto de una B_{sat} elevada y una B_{sat} baja en μ_r, ωL_S, R_S y $|Z_S|$.

En muchas aplicaciones los hilos que traspasan las cuentas conducen corriente continua o corriente alterna de 50–60 Hz. En estos casos la impedancia de los grados 3S1 y 3S2 disminuirá. La figura 9 muestra el efecto de una carga de corriente continua en la impedancia de las cuentas de 3S1 y 3S2. Esto es debido a la saturación parcial de las cuentas que se producirá, por supuesto, más pronto en las cuentas de inferior tamaño, con B_{sat} más bajo y μ_r más elevado. Por lo tanto, el efecto de la corriente contínua en el grado 4S3 es despreciable. En consecuencia, si circulan corrientes continuas (alternas de 50 Hz) elevadas a través de los terminales, deberán utilizar los grados 4S3 o 3S2.

Los valores de μ_r y B_{sat} de los tres grados 3S1, 3S2 y 4S3 se eligieron de la siguiente forma para cumplir los requisitos indicados:

- Grado 3S1: μ_r muy elevada en combinación con una B_{sat} elevada. Las cuentas de este grado tienen una $|Z_S|$ elevada a frecuencias entre 1 MHz y 50 MHz (máxima para 6 MHz a 10 MHz), pero se saturan fácilmente debido a que μ_r es elevado.
- Grado 3S2: μ_r media y B_{sat} elevada. Partiendo de una frecuencia de unos 20 MHz, estas cuentas tienen una $|Z_S|$ más elevada que las de grado 3S1. Se puede utilizar hasta unos 200 MHz. Su valor máximo $|Z_S|$ es para unos 40 MHz a 60 MHz.
- Grado 4S3: μ_r baja y B_{sat} elevada. Partiendo de una frecuencia de unos 80 MHz, estas cuentas tienen una $|Z_S|$ más elevada que las de grado 3S2. Se pueden utilizar hasta 1 GHz. Su máximo valor $|Z_S|$ es a unos 100 MHz a 200 MHz.

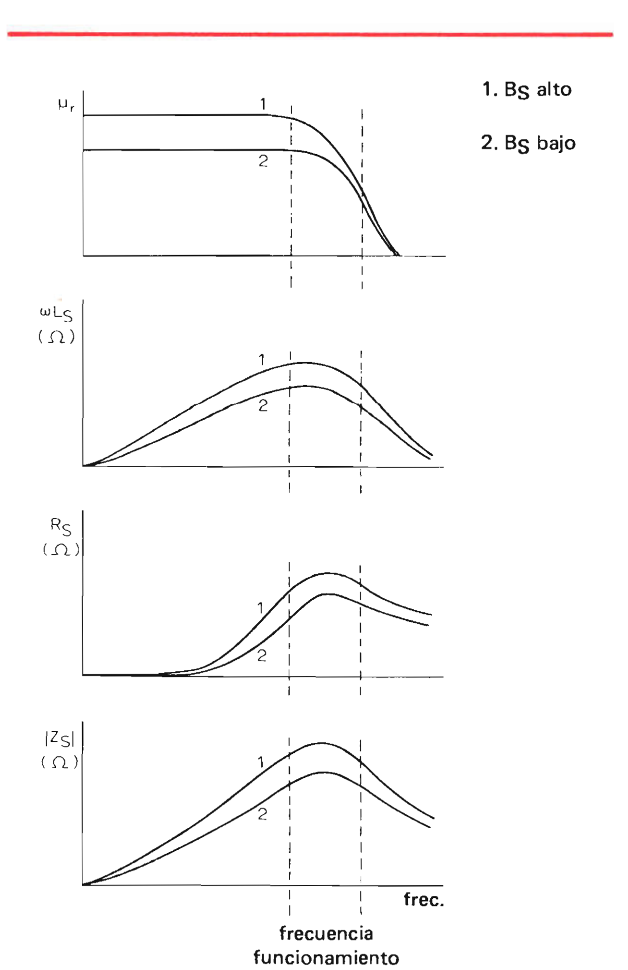


Figura 8. Efecto del valor B_{sat} en las propiedades de la cuenta. Las curvas 1 son para B_{sat} alto y las curvas 2 para B_{sat} bajo.

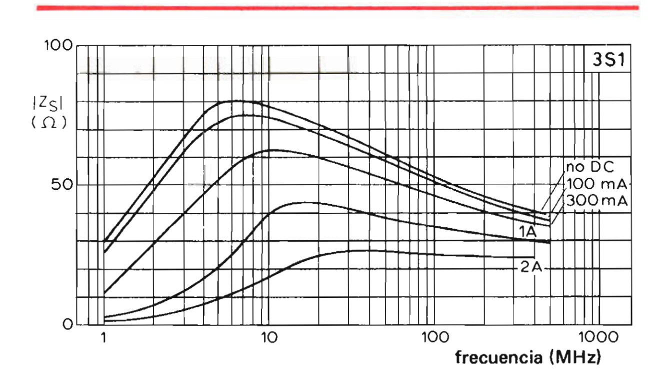


Figura 9a. Impedancia $|Z_S|$ de una cuenta de 5 X 2 X 10 mm del grado 3S1 en función de la frecuencia con la corriente premagnetizante como parámetro.

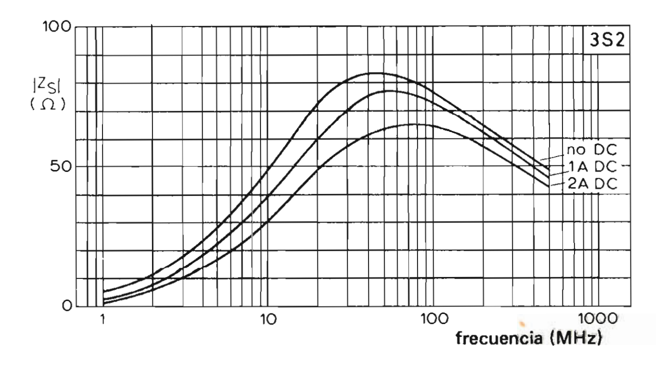


Figura 9b. Impedancia $|Z_S|$ de una cuenta de 5 X 2 X 10 mm de grado 3S2 en función de la frecuencia con la corriente premagnetizante como parámetro.

En la práctica la elección del grado de Ferroxcube correcto es muy sencilla. Primero se determina el margen de frecuencia de las señales interferentes que se deben amortiguar, a partir de la figura 2 se halla el grado más adecuado y con ayuda de la tabla 1 se determinan las dimensiones necesarias para obtener el amortiguamiento requerido.

La elevada resistividad superficial de las cuentas 4S3 las hace aptas para ser insertadas en hilos desnudos. El aumento de la resistividad superficial de todos los grados mediante laca o cualquier otra técnica de aislamiento no tiene influencia en las propiedades magnéticas del Ferroxcube.

Algunas aplicaciones prácticas

El primer ejemplo incluye las consideraciones oportunas y el cálculo necesario para la elección de la cuenta correcta. Los otros dos ejemplos incluyen los datos anti-interferencia de aplicaciones típicas.

Ejemplo 1. Un motor eléctrico (220 V, 0,2 A) inyecta interferencias en la red a un nivel 10 dB más elevado que el permitido a 10 MHz. En la figura 10 se muestra el circuito básico. A 10 MHz la impedancia del motor es $(Z_G) = 1\ \Omega$ y la impedancia de la red $(Z_L) = 50\ \Omega$. La figura 3 muestra que a 10 MHz el Ferroxcube 3S1 tiene la impedancia más elevada y que es prácticamente resistiva. Por esto, este comportamiento resistivo se ha considerado en el cálculo de la impedancia necesaria (Z_S) de la cuenta, mediante la siguiente ecuación:

$$20 \log \{(Z_G + Z_L + Z_S)/(Z_G + Z_L)\} \geqslant 10 \text{ dB},$$

$$\log \{(1 + 50 + Z_S)/(1 + 50)\} \geqslant 0{,}5,$$

$$(51 + Z_S)/51 \geqslant 3{,}16,$$

$$|Z_S| \geqslant 110\ \Omega.$$

De acuerdo con la tabla 1 se ha elegido una cuenta con un valor próximo a éste; número de catálogo 8222 293 22350, que tiene una impedancia mínima garantizada de 131 Ω a 10 MHz. La figura 9a muestra, sin embargo, que a 10 MHz y para una corriente de 0,2 A la impedancia de una cuenta de 5 X 2 X 10 mm del mismo grado disminuye desde unos 78 Ω a unos 68 Ω. Esto significa que la impedancia de la cuenta elegida disminuye desde 131 Ω a unos (68/78) X 131 = 114 Ω que es próximo a los 110 Ω calculados.

Si se desea conocer el amortiguamiento de la cuenta a 1 MHz con una corriente de alimentación de 0,2 A, a partir de la figura 3 se verá primero que la impedancia de la cuenta no es resistiva sino reactiva. Para un grado y frecuencia determinados

$$Z_S = R_S + j\omega L_S, \text{ o}$$

$$39 = 26 + j30.$$

Esto significa que $Z_S : R_S : j\omega L_S = 39 : 26 : 30$.

En la tabla se encuentra que a 1 MHz la impedancia mínima de la cuenta es 79 Ω. La figura 9a muestra que a 1 MHz, una corriente continua de 0,2 A reduce la impedancia de la cuenta de 5 X 2 X 10 mm de 30 Ω a unos 20 Ω, de modo que la impedancia mínima de la cuenta $|Z_{S\,mín}|$ se reduce a (20/30) X 79 = 53 Ω. Como consecuencia

$$R_{Smin} = \frac{26}{39} \times 53 = 35\ \Omega,$$

y

$$\omega L_{Smin} = \frac{30}{39} \times 53 = 41\ \Omega.$$

En la figura 10 se ha sustituido la impedancia Z_S de la figura 1 por el circuito equivalente de la cuenta. Para $Z_G = 1\ \Omega$ y $Z_L = 50\ \Omega$, la atenuación de la cuenta es ahora igual a:

$$20 \log \frac{|Z_G + Z_L + Z_S|}{|Z_G + Z_L|}$$

$$20 \log \frac{\sqrt{\{(1 + 50 + 35)^2 + 41^2\}}}{1 + 50} =$$

$$= 5{,}43 \text{ dB}.$$

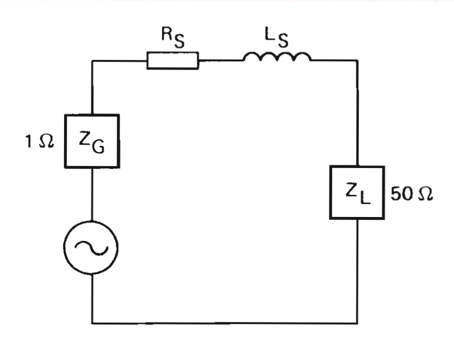
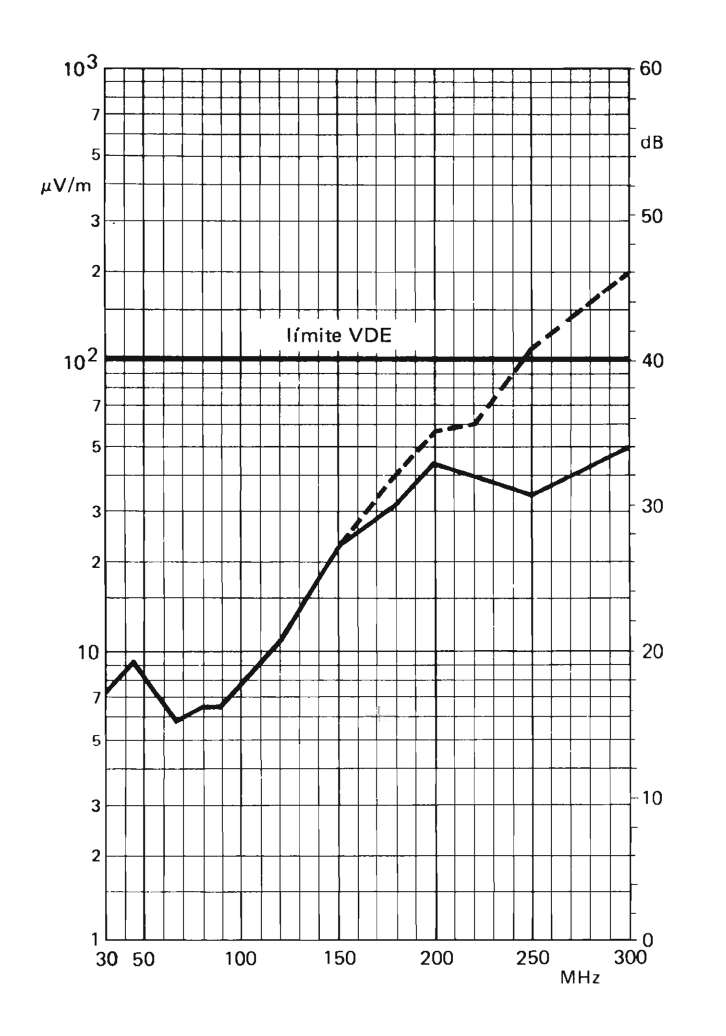


Figura 10. Fuente de interferencias Z_G inyectando ruido en la carga Z_L a través de la impedancia de la cuenta R_S, L_S.

Aunque se ha supuesto que la impedancia del motor a 1 MHz es igual que a 10 MHz, en la práctica hay que comprobar si esto se cumple.

Ejemplo 2 (figura 11). Una máquina de afeitar alimentada con baterías de 6 V genera interferencias que exceden los límites VDE desde 250 MHz a 300 MHz. Para mantener el nivel de interferencia por debajo del límite VDE fueron suficientes dos cuentas de 5 X 2 X 10 mm de grado 4S3 (número de catálogo 4330 030 32450).

Ejemplo 3 (figura 12). El nivel de interferencias de una aspiradora alcanza el límite C.I.S.P.R. en el margen comprendido entre 70 MHz y 80 MHz. El problema se soluciona con dos cuentas de 8 X 3 X 10 mm de grado 3S2 (número de catálogo 4330 030 32350) en combinación con el condensador supresor de interferencias ya existente.



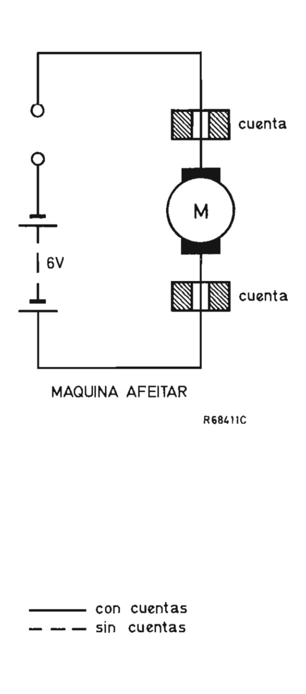


Figura 11. Motor de máquina de afeitar en el cual el nivel original de interferencias (línea a trazos) es reducido con dos cuentas de 5 X X 2 X 10 mm de grado 4S3 (línea continua). El método de medida de intensidad de campo está de acuerdo con las normas VDE.

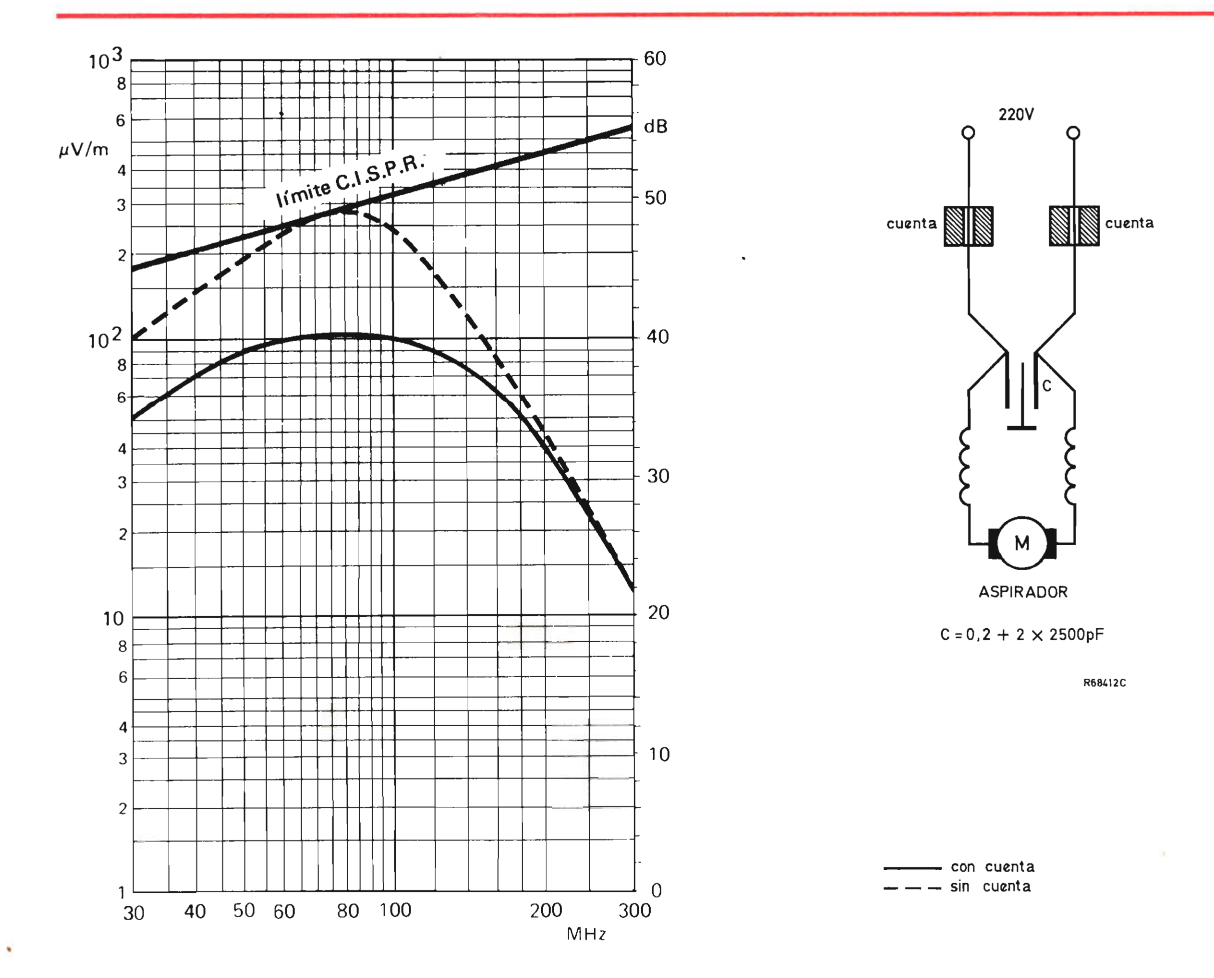


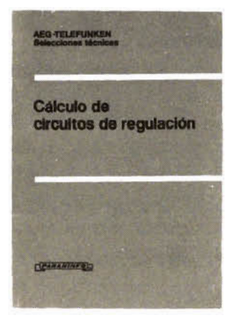
Figura 12. Motor de un aspirador en el cual el nivel original de interferencias (línea a trazos) es reducido con dos cuentas de 8 X 3 X X 10 mm de grado 3S2 (línea contínua). Ambas curvas fueron medidas de acuerdo con las normas C.I.S.P.R. En ambos casos el condensador supresor de interferencias estaba en el circuito (C = 0,2 µF + 2 X 2500 pF).

Bibliografía

AEG-TELEFUNKEN
Selecciones técnicas

CALCULO DE CIRCUITOS DE REGULACION
Paraninfo. Magallanes, 25. Madrid-15





En este libro se dan los conocimientos necesarios para el cálculo práctico de circuitos de regulación sin necesidad de conocer excesiva teoría.

Es un libro didáctico que presenta con ejemplos prácticos el problema de simplificar los fundamentos teóricos y las deducciones matemáticas, sin tener que utilizar libros adicionales de consulta.

Unicamente se presuponen conocimientos básicos de matemáticas (cálculo diferencial e integral) y los fundamentos de electrónica. En los primeros capítulos se tratan los principios básicos de la técnica de regulación.

Aunque se utilizan sobre todo ejemplos de la técnica de accionamientos, el libro también es apropiado para técnicos de otra especialidad, debido, entre otras cosas, a la representación normalizada.

ENRIQUE MANDADO

SISTEMAS ELECTRONICOS DIGITALES (3.ª edición)
Marcombo Boixareu Editores. Avda. José Antonio 594. Barcelona 7
Un volumen de 504 páginas (24 x 17,5 cm). 1977

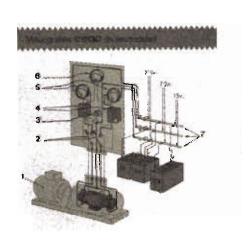


En los últimos dos años, la electrónica digital ha sufrido un desarrollo extraordinario. Esto obliga a un considerable esfuerzo de puesta al día que puede observarse claramente en esta nueva versión de la obra, en la que el autor incluye además los resultados de sus propias investigaciones en el campo de los autómatas asíncronos.

En el primer capítulo en el que se estudian los sistemas y códigos de numeración se ha añadido el hexadecimal, de gran utilización en las síntesis de sistemas programables. El segundo capítulo estudia el álgebra de Boole y las funciones lógicas. En el tercer capítulo, dedicado a los sistemas combinacionales, se introducen los circuitos combinacionales de gran escala de integración constituidos por las memorias de acceso aleatorio y las matrices lógicas programables. En el capítulo cuarto en el que se analizan las operaciones en los diferentes códigos binarios, se ha añadido el estudio de las unidades aritméticas y lógicas, la multiplicación binaria y los formatos de representación de los números binarios. En el capítulo quinto se describen las diferentes tecnologías de realización de los circuitos lógicos. El capítulo sexto, dedicado a los sistemas secuenciales, ha sido puesto al día mediante la introducción de los siguientes conceptos: a) Caracterización de los sistemas secuenciales asíncronos por cambios de nivel y su realización física con células activadas por flancos contadores. b) Codificación de los sistemas secuenciales síncronos de control con contadores con entradas en paralelo síncronas. c) Transferencias de información a través de barras (buses). El capítulo séptimo, que ha sido añadido a esta nueva edición, se dedica al estudio de las unidades de memoria.

Por tanto, esta obra ha de resultar de gran valía para todos los estudiosos y profesionales que se preocupan por su puesta al día en el campo de las técnicas digitales.

ACUMULADORES
MONOGRAFIAS CEAC DE ELECTRICIDAD
Ediciones Ceac. Vía Layetana 17. Barcelona 3
Un volumen de 248 páginas (23,5 x 15,5 cm). 1974



Este libro es una "separata" de la "Enciclopedia de Electricidad" publicada por esta misma editorial. Se ha realizado esta publicación con el fin de facilitar su adquisición a estudiantes o personas particularmente interesadas por este tema concreto.

El volumen está íntegramente dedicado al estudio de los acumuladores eléctricos y está dividido en cinco amplios capítulos: en los tres primeros se estudian los acumuladores de plomo, que son los más utilizados en la actualidad. En el cuarto capítulo se tratan los acumuladores alcalinos y finalmente se dedica un amplio capítulo a los acumuladores eléctricos en servicio. Se estudian también los distintos procedimientos de carga utilizados prácticamente y se dan unos ejemplos constructivos de modernos cargadores automáticos de baterías mediante rectificadores estáticos así como algunas normas y precauciones que se deben adoptar durante la carga de baterías de acumuladores.

J. M.ª ANGULO y E. CARRETIE

CURSO BASICO SOBRE MICROPROCESADORES
Cedel. Mallorca 257. Barcelona 8
Un volumen de 513 páginas (24 x 17 cm). 1977



Desde finales de 1971 en que se puso al mercado el primer microprocesador han transcurrido pocos años y, este dispositivo que en principio fue utilizado solamente por investigadores y científicos, se está popularizando extraordinariamente y sus aplicaciones empiezan a alcanzar los aparatos electrodomésticos, automóvil, etc., y no digamos los equipos industriales, calculadoras y aparatos de control.

Con el fin de desmitificar al microprocesador y para hacer la obra más asequible, se ha huido de la rigurosidad matemática evitando la utilización de fórmulas y conceptos poco usuales. Se ha dado la misma importancia y similar tratamiento a la exposición del funcionamiento técnico y diagramas de circuitos (hardware) que a las instrucciones que gobiernan el sistema y con las que se realizan los programas que hacen trabajar al microprocesador (software).

La obra se divide en cinco partes, exponiéndose en la primera los conceptos, tecnologías y componentes electrónicos que utilizan los microprocesadores; en la segunda se detalla en forma sencilla y asequible el funcionamiento de un sistema con microprocesador. En las partes tercera, cuarta y quinta, se describen la mayoría de los microprocesadores que actualmente se hallan en el mercado.

Este libro pretende poner al alcance de los técnicos electrónicos y estudiantes, los conceptos básicos de estos componentes que están llamados a desempeñar en el futuro un papel importantísimo.

Circuitos integrados para TV color

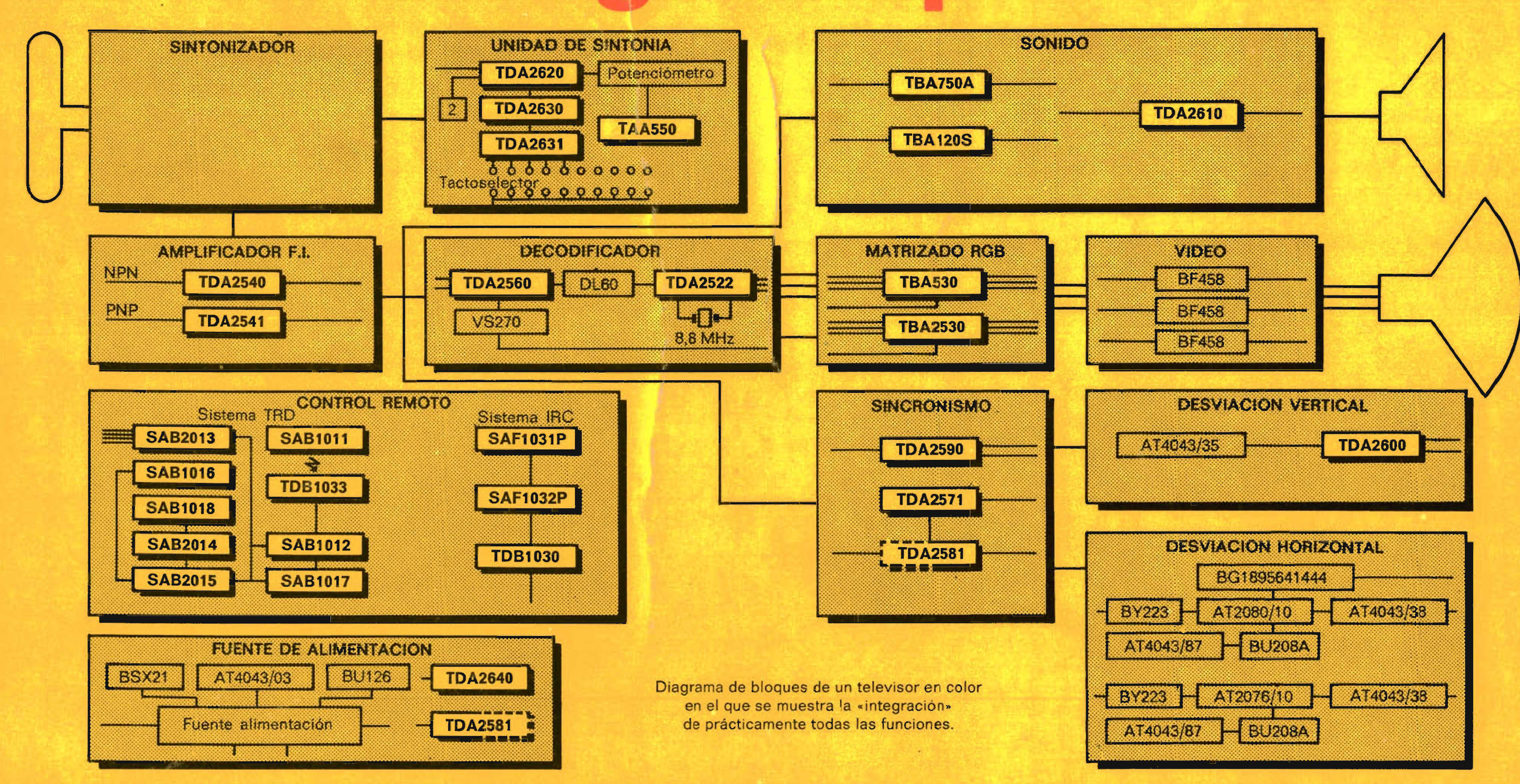


Diagrama de bloques de un televisor en color en el que se muestra la «integración» de prácticamente todas las funciones.

REVISTA Miniwatt

Vol. 17 - Núm. 9 OCTUBRE 1978 50 Ptas.





Balmes, 22 - Tel. 329 63 12
Telex 54666 COPRE E
BARCELONA-7

Apreciado lector:

Después de 17 años en la Dirección de esta Revista, sucesora a su vez del Boletín de Informaciones Electrónicas, editado por Copresa desde 1951, me llega hoy el momento de la despedida, por razones de edad.

Cedo mi puesto a D. Juan Garriga Pujol y lo hago con todo agrado y convencimiento, porque él ha venido siendo desde el primer momento el brazo ejecutor y el motor que ha hecho marchar la Revista.

Al cumplir el deber de comunicárselo a nuestros suscriptores y lectores todos deseo agradecerles su constante apoyo y colaboración, sin los cuales no hubiéramos llegado a nuestra actual situación.

Muchas gracias y hasta siempre

Luis Roiz Noriega.

REVISTA "Miniwatt"

VOLUMEN 17 - Número 9



Las ondas acústicas de superficie en un substrato de material piezoeléctrico pueden utilizarse en filtros analógicos paso-banda. La frecuencia del filtro está determinada por la forma y dimensiones de los electrodos interdigitales en los transductores transmisor y receptor. Un modelo relativamente sencillo proporciona un medio sistemático para diseñar estos filtros. Sin embargo, este modelo necesita corrección para factores tales como la difracción, la reflexión y las interacciones entre fuentes acústicas. Se han desarrollado programas de computador que diseñan la realización de sistemas hechos con máscara, a partir de las especificaciones de la amplitud y de las características de retraso del grupo, así como de los datos de la entrada. Este artículo estudia, como aplicación, un filtro paso-banda analógico para ser utilizado como filtro de F.I. en receptores de televisión. Se han obtenido buenos resultados al aplicar las técnicas de las ondas de superficie a los filtros Gausianos, filtros adaptados y filtros de banda ancha.

El desarrollo de grandes sistemas de memoria, que utilizan modernos circuitos integrados de elevada densidad, ha hecho que aumente la importancia de reducir el consumo de energía del sistema por razones económicas. Un método de reducir el consumo de energía es la interrupción de la alimentación, que hace que la tensión de alimentación positiva del circuito integrado desaparezca cuando no se accede a él. Este artículo describe dos métodos de interrupción de la alimentación y su aplicación a la memoria PROM bipolar 82S115. Se dan las cifras de resultados y del ahorro posible de energía.

Los visualizadores LED de 7 segmentos son ideales para ser utilizados en aparatos alimentados por baterías y presentan las ventajas de pequeño tamaño y gran precisión de lectura. Este artículo describe los circuitos de excitación de estos visualizadores así como algunos ejemplos de aplicación.

REVISTA 

PUBLICACION DE APLICACIONES ELECTRONICAS

DIRECCION: Luis Roiz Noriega. EDICION: Juan Garriga Pujol. REDACCION: María Dolores Forns-Samso. DELINEACION Y COMPAGINACION: Victoria Campillo Grau. SUSCRIPCION: Rosa María Torres.

PUBLICADA POR
COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números)	450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO	30 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR	50 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO	25 Ptas.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61 GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

FILTROS PASO-BANDA DE ONDAS ACUSTICAS DE SUPERFICIE

Las ondas acústicas de superficie en un substrato de material piezoeléctrico pueden utilizarse en filtros analógicos paso-banda. La frecuencia del filtro está determinada por la forma y dimensiones de los electrodos interdigitales en los transductores transmisor y receptor. Un modelo relativamente sencillo proporciona un medio sistemático para diseñar estos filtros. Sin embargo, este modelo necesita corrección para factores tales como la difracción, la reflexión y las interacciones entre fuentes acústicas. Se han desarrollado programas de computador que diseñan la realización de sistemas hechos con máscara a partir de las especificaciones de la amplitud y de las características de retraso del grupo, así como de los datos de la entrada. Este artículo estudia, como aplicación, un filtro paso-banda analógico para ser utilizado como filtro de F.I. en receptores de televisión. Se han obtenido buenos resultados al aplicar las técnicas de las ondas de superficie a los filtros Gausianos, filtros adaptados y filtros de banda ancha.

Introducción

Hace solamente diez años de la introducción de los transductores interdigitales que utilizan las ondas acústicas de superficie como posibilidad práctica en sistemas de proceso de señales. Desde entonces muchos laboratorios han estado trabajando en una amplia gama de elementos de circuito basados en las ondas acústicas de superficie. Se han ideado métodos de computación para diseñar filtros que tengan una determinada respuesta de frecuencia. Uno de los dispositivos que ha sido desarrollado con la ayuda de estos métodos es un filtro analógico paso-banda adecuado para ser utilizado como filtro de F.I. en receptores de televisión.

Base técnica

El transductor interdigital –dos electrodos en forma de peine entrelazados entre sí– permite que las señales eléctricas sean convertidas lineal y eficientemente en señales acústicas en un material piezoeléctrico. Las señales acústicas se propagan en forma de ondas de superficie.

Si se disponen dos de tales transductores en un substrato piezoeléctrico, las ondas acústicas generadas por el primer transductor pueden ser convertidas de nuevo en señales eléctricas en el segundo transductor. Este conjunto actúa como un filtro que se explicará con detalle más adelante. La característica de frecuencia depende de la geometría de los transductores.

El término "acústico" es quizás un poco erróneo para designarlos, ya que sugiere que las ondas de superficie tengan frecuencias en el margen audible. De hecho, las ondas acústicas de superficie pueden ser de muy alta frecuencia, hasta varios GHz. Lo que tienen en común con las ondas de sonido es que las señales se propagan por medio de oscilaciones de partículas en el medio de transmisión. La velocidad de propagación de las ondas de superficie es de unos pocos Km/s y la longitud de onda varía desde 1 mm a 3 MHz a 1 μm a 3 GHz. De los valores citados se deduce que las dimensiones de los filtros acústicos de ondas de superficie serán del orden de milimetros. Por lo tanto, son unas 10^5 veces más pequeños que sus correspondientes electromagnéticos.

La naturaleza de los filtros acústicos de onda de superficie es tal que los costes del diseño inicial son relativamente altos pero se puede fabricar un gran número de dispositivos a bajo coste. Como los circuitos integrados (aunque en menor grado) estos filtros están especialmente indicados para producción masiva.

Este artículo está orientado principalmente hacia el

diseño y construcción de filtros acústicos de ondas de superficie que puedan ser utilizados en receptores de televisión. Estos componentes se utilizan en gran número y las ondas de superficie son extraordinariamente adecuadas para ser utilizadas en este margen de frecuencias.

Este artículo describe como se han desarrollado las técnicas para diseñar y fabricar estos filtros y como se han solucionado los problemas encontrados. Se dan ejemplos de filtros que han sido construidos para ser utilizados en dos sistemas de televisión diferentes. Se discuten también filtros diseñados para otras aplicaciones.

Construcción y funcionamiento de un filtro de onda de superficie

La figura 1 es un diagrama esquemático que muestra el aspecto general de un filtro de onda de superficie. La forma más fácil de comprender su funcionamiento es considerar que cada dedo de los dos electrodos es como una fuente lineal de ondas de superficie localizada en la línea central. La intensidad de tal fuente de ondas acústicas en el transductor de entrada depende de la longitud l a lo largo de la cual se solapan los dedos. La intensidad de la fuente es, en primera aproximación, directamente proporcional a la "longitud del dedo" que puede tener diferentes valores de un dedo a otro. La señal acústica que viaja sobre la superficie de substrato consta por lo tanto de componentes que pueden ser considerados como réplicas acústicas retrasadas de diferentes intensidades de la señal eléctrica de entrada, situación que es característica del filtro "transversal". En un determinado lugar de la superficie del substrato, estas componentes estarán en fase a ciertas frecuencias y se sumarán para formar una señal intensa. A otras frecuencias, éstas estarán en oposición de fase y se anularán total o parcialmente.

Se puede demostrar que la respuesta de frecuencia $F(\omega)$ de un transductor que consta de un número determinado de fuentes equidistantes alineadas, como el modelo sencillo descrito, puede ser descrita mediante una serie de Fourier cuyos coeficientes están dados por las intensidades de las fuentes acústicas. Esto implica que la respuesta de frecuencia es una función periódica de la frecuencia. El período, Ω, de esta función es igual al doble de la frecuencia central ω_0 de la primera banda de transmisión –véase la figura 2–. Las bandas pasantes son idénticas y simétricas alrededor de sus frecuencias centrales. Si todos los dedos tienen la misma longitud y anchura –es decir es un transductor "uniforme"– el primer paso-banda tiene la forma (sen x)/x donde x es:

$$x = \frac{(\omega - \omega_0)Np}{2v}.$$

En esta fórmula N es el número de pares de dedos y v es la velocidad de fase de la onda de superficie. A la frecuencia central, ω_0, la longitud de onda de la onda de superficie es igual al período, p, de los electrodos interdigitales.

Como, en realidad, los dedos no son fuentes verdaderamente lineales, la respuesta de frecuencia real es diferente de la que muestra la figura 2. Sus alturas son marcadamente diferentes y algunas prácticamente desaparecen. Por ejemplo, en transductores en los que $w = 1/4\ p$ no tienen paso de banda a $3\ \omega_0$. Como en la práctica las bandas pasantes más elevadas estarán generalmente fuera de la banda pasante del sistema que incluye el filtro, la atención se puede centrar en la banda pasante alrededor de ω_0. El efecto de la anchura de los

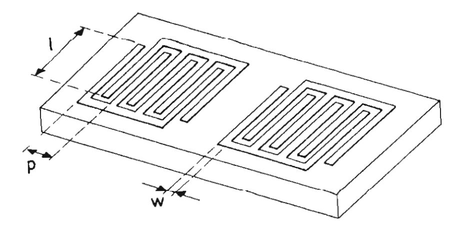


Figura 1. Representación simplificada de un filtro de onda de superficie. En un substrato piezoeléctrico hay dos transductores, cada uno de ellos contiene dos electrodos en forma de peine cuyos dedos están alternados (electrodos interdigitales). Uno de los transductores genera ondas de superficie y el otro las convierte en señales eléctricas. En este caso, la distancia, l, a lo largo de la cual los dedos se solapan unos a otros, es la misma para todos los dedos (transductor uniforme). En general no es así. En los filtros que se estudian en este artículo, la anchura de los dedos, w, es normalmente una cuarta parte de su espaciado p.

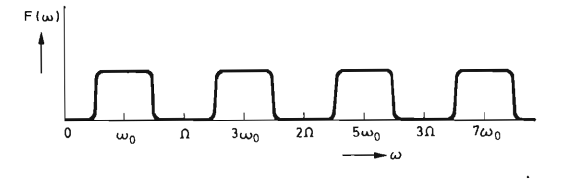


Figura 2. La respuesta de frecuencia de un transductor hipotético que consta de un número de fuentes alineadas equidistantes (espaciado $1/2p$) es una función periódica. El período Ω es igual a $2\ \pi\ v/p$; v es la velocidad de la fase de las ondas de superficie. Las bandas pasantes en ω_0, $3\ \omega_0$, $5\ \omega_0$, etc., son en este filtro casi todas simétricas e iguales. En un transductor práctico, las bandas pasantes no son iguales debido a los efectos de la anchura del dedo. Por ejemplo, en transductores en los que $w = 1/4\ p$, no existe banda para $3\ \omega_0$.

dedos en la forma del primer paso de banda es relativamente pequeña.

Si se supone que la señal de entrada eléctrica $e(t)$ es sinusoidal y con la forma:

$$e(t) = \cos \omega t, \qquad (1)$$

entonces, la enésima componente de la señal acústica está dada por:

$$a_n(t) = c_n \cos(\omega t + \phi_n). \qquad (2)$$

c_n es la intensidad de la fuente correspondiente y ϕ_n representa el desplazamiento de fase introducido cuando la componente $a_n(t)$ es retrasada un tiempo τ_n con respecto a $e(t)$:

$$\phi_n = \omega \tau_n. \qquad (3)$$

Como se están considerando fuentes lineales regularmente espaciadas a una distancia $1/2p$, los tiempos de retardo de las componentes de la señal acústica son múltiplos del tiempo τ durante el cual las ondas viajan una distancia $1/2\ p$:

$$\tau = p/2v. \qquad (4)$$

Con la ayuda de las ecuaciones (3) y (4), la ecuación (2) se puede expresar de la siguiente forma:

$$a_n(t) = c_n \cos(\omega t + \omega np/2v). \qquad (5)$$

La señal acústica, $s(t)$ es entonces:

$$s(t) = \sum_n c_n \cos(\omega t + \omega np/2v). \qquad (6)$$

Un sistema lineal que responde a una entrada $e(t) = \cos \omega t$ con una salida expresada por la ecuación (5), se puede describir por la respuesta de frecuencia $c_n e^{j\omega np/2v}$. Como conclusión se obtiene que el transductor de entrada que responde a una determinada señal de entrada como la expresada en la ecuación (1), con la señal acústica de la ecuación (6), tiene una respuesta de frecuencia expresada por:

$$F(\omega) = \sum_n c_n e^{-j\omega np/2v}. \qquad (7)$$

De la ecuación (7) se obtiene que $F(\omega)$ es periódica con un período $\omega = 4\ \pi\ v/p$. La ecuación (7) puede ser considerada como una serie de Fourier ampliada de la función periódica $F(\omega)$. Para una determinada respuesta de frecuencia, las intensidades de las fuentes acústicas c_n se pueden obtener de la siguiente expresión:

$$c_n = \frac{1}{\Omega} \int_{-\Omega/2}^{\Omega/2} F(\omega) e^{j\omega np/2v}. \qquad (8)$$

Como la naturaleza del filtro de onda de superficie exige que la suma de todas las intensidades sea cero:

$$\sum_n c_n = 0,$$

la transmisión de c.c. no es posible y queda por lo tanto excluida de las aplicaciones de los filtros de onda de superficie de paso-bajos.

Razonamientos similares se aplican a los transductores receptores. La sensibilidad de los pares de dedos que funcionan como receptores –como la intensidad de las ondas de superficie– es aproximadamente proporcional a la longitud l. En el caso de un transductor receptor uniforme con el mismo número de apéndices que el transductor emisor, la respuesta total del filtro tiene la forma $[(\text{sen}x)/x]^2$. La anchura de banda de este filtro, medida entre los dos puntos nulos centrales será $2v/N_p$. Los otros puntos nulos estarán separados v/N_p como muestra la figura 3.

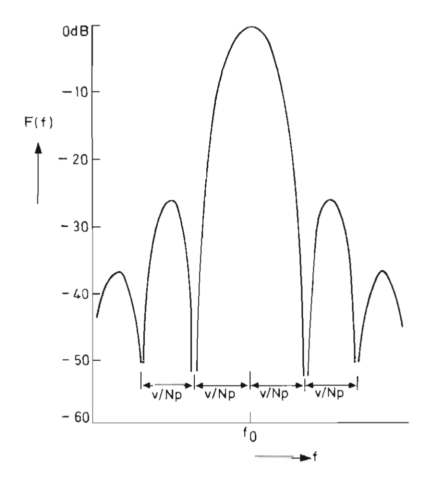


Figura 3. Respuesta de amplitud de un filtro de onda de superficie con transductores uniformes. En este caso la respuesta es el producto de las respuestas de los transductores de entrada y salida. Como ambos tienen la forma $(\text{sen}\ x)/x$, la respuesta de amplitud tiene una forma que se puede describir por medio de la función $[(\text{sen}\ x)/x]^2$. La anchura de banda del filtro, medida entre los dos puntos cero del centro, es $2v/Np$. El resto de ceros (puntos con atenuación infinita) están separados v/Np. N es el número de pares de dedos.

En el caso general en el cual ningún transductor es uniforme, la respuesta de frecuencia del filtro no es igual al producto de las respuestas de frecuencia de los dos transductores individuales. Sin embargo, esto se cumple si solamente uno de los transductores no es uniforme. Por lo tanto, generalmente es deseable intentar obtener una respuesta determinada del filtro con un transductor uniforme y otro no uniforme.

Por supuesto, el modelo sencillo que se ha utilizado para explicar el funcionamiento del filtro tiene que ser corregido a efectos de difracción de las ondas acústicas y para el caso en que las fuentes no sean independientes unas de otras. No obstante, proporciona un medio sistemático para el diseño de estos filtros. Todo lo que se debe hacer para obtener una determinada respuesta de frecuencia es hallar la serie de Fourier de la repetición periódica de la respuesta. Ello da una lista de las intensidades necesarias de las fuentes y de sus posiciones. En el apartado siguiente se explica como se llevan a la práctica estos procedimientos. Se explicará también como se puede obtener una característica asimétrica.

Diseño de filtros de onda de superficie

Esta técnica para el diseño de filtros de onda de superficie utiliza un conjunto de programas de computador que requiere una intervención muy pequeña del usuario. Se da una especificación de la amplitud relativa y del retraso del conjunto en función de la frecuencia (con tolerancias). Los programas de computador diseñan el filtro hasta el punto de que los datos de realización pueden ser obtenidos mediante un sistema automático convencional de hacer máscaras.

El método principal que se ha utilizado para la variación de la intensidad de la fuente y por lo tanto para obtener la respuesta de frecuencia deseada, es variar la longitud l, a lo largo de la cual se solapan los dedos, manteniendo constante la anchura w. En todos los filtros construidos se ha variado la longitud de los dedos solamente en uno de los transductores (figura 4). En este caso, la respuesta de frecuencia total del filtro es el producto de las respuestas individuales. El número de dedos y la frecuencia central del transductor uniforme son elegidos primero por el diseñador. Esto no es difícil porque se sabe que su respuesta es de la forma (sen x)/x. Entonces se diseña el transductor no uniforme por medio del computador de forma que la respuesta total caiga dentro de las especificaciones. En el programa de síntesis se utiliza un modelo muy sencillo de filtro de onda de superficie, en el que cada dedo del transductor no uniforme es considerado como una fuente de ondas acústicas de determinada intensidad y posición en el substrato. Este modelo es normalmente adecuado para la mayoría de los modelos de "apertura" razonablemente ancha (es decir la longitud del dedo mayor que la de los electrodos) y de anchura de banda no demasiado grande. Están disponibles otros programas para comprobar si efectos de segundo orden (difracción, reflexión, interacción entre fuentes, etc.) alterarán apreciablemente la respuesta del filtro.

La primera etapa del diseño es calcular una respuesta adecuada para el transductor no uniforme junto con las tolerancias permitidas. Cuando esta respuesta se repite periódicamente, se puede hallar la serie de Fourier que describe la respuesta con suficiente precisión. Esta serie indica las intensidades de las fuentes acústicas necesarias separadas regularmente media longitud de onda ($\lambda_0/2$) para la frecuencia central ω_0.

Dos problemas surgen ahora. En primer lugar, la serie de Fourier da generalmente un número infinito de términos y por lo tanto de fuentes. En segundo lugar, si se necesita una respuesta en amplitud que sea asimétrica alrededor de ω_0, el coeficiente de Fourier será complejo.

En un dispositivo práctico, el número de fuentes no será, por supuesto, infinito. Esto puede modificar la respuesta de forma que se aparte de las especificaciones. Existen métodos analíticos que permiten que la respuesta sea lo más aproximada posible con un número limitado de fuentes. La "mejor" respuesta así obtenida no es siempre satisfactoria, porque a partir de las especificaciones puede ser menos aceptable a unas frecuencias que a otras. Por ejemplo, en un filtro de F.I. de televisión, la precisión absoluta necesaria en las zonas de las trampas es considerablemente mayor que la necesaria en el centro de la banda pasante donde se tolera cierta falta de uniformidad (± 1/2 dB). La aproximación consiste en limi-

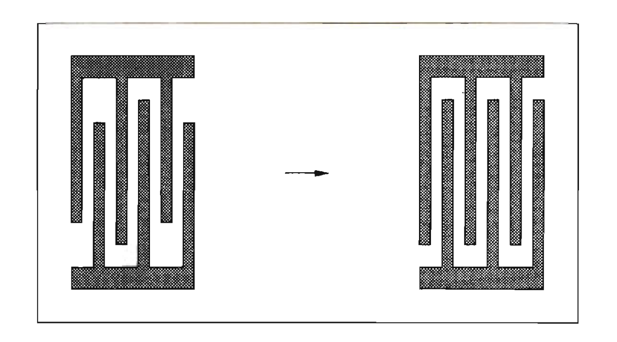


Figura 4. Filtro de onda de superficie con un único transductor uniforme (el receptor) y el otro con los dedos de distinta longitud. En este caso la respuesta del filtro también es igual al producto de las respuestas de los transductores.

tar el número de fuentes a un número hallado experimentalmente que da una buena oportunidad de que se cumplan las especificaciones. Las intensidades de la fuente se corrigen entonces hasta que la respuesta caiga dentro de una tolerancia determinada. La respuesta del transductor con número limitado de dedos se compara con la de las especificaciones y se identifican los errores más importantes. Estos errores se corrigen "añadiendo" al transductor original un número determinado de transductores de corrección, uno para cada punto de error. Normalmente, aparecerán nuevos errores de forma que el proceso se repite. En la práctica, se observa que la respuesta deseada se obtiene bastante rápidamente dentro de la especificación, o que el número de puntos de error crece rápidamente. Este último caso indica que es necesario considerar un mayor número de fuentes y que el procedimiento de diseño debe iniciarse de nuevo.

El segundo problema surge si se desea una respuesta en amplitud asimétrica. El hecho de que se obtengan coeficientes de Fourier complejos en este caso, significa que las fuentes deben generar señales acústicas no solamente con amplitudes diferentes sino también con fases diferentes. Por supuesto, esto no es realmente práctico, pero una aproximación que es válida a una frecuencia es dar a cada fuente un retraso diferente desplazando sus posiciones relativas del espaciado regular $\lambda/2$. Esto cambia las fases relativas. En el procedimiento de diseño hay que variar tanto la intensidad como la posición de las fuentes para conseguir que la respuesta del filtro cumpla las especificaciones. Debido a las aproximaciones, se obtienen solamente buenos resultados si la asimetría de la respuesta de amplitud no es demasiado grande.

Una forma de solucionar este problema consiste en considerar la respuesta simétrica deseada como la media parte izquierda de una asimétrica, tal como se indica en la figura 5. Los coeficientes de Fourier de la nueva función son reales y solamente permanece el problema del número finito de fuentes. Los transductores construidos mediante esta técnica tienen fuentes separadas una distancia constante igual a $\lambda_0/4$ y son llamados transductores de doble dedo. Una desventaja de la pequeña separación es que la resolución del proceso de fabricación debe ser doblemente buena.

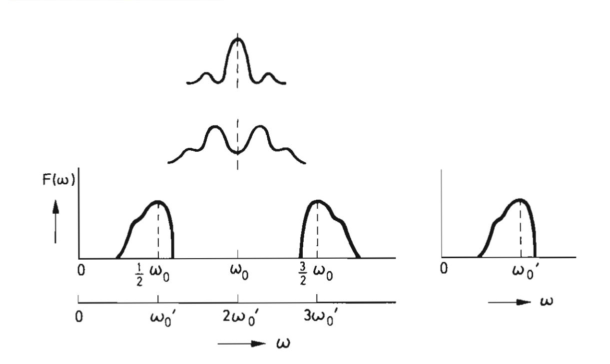


Figura 5. Ilustración del método utilizado para hacer filtros con una respuesta de frecuencia asimétrica sin hacer uso de fuentes con una diferencia de fase entre ellas (es decir, con una intensidad de fuentes compleja). Si la distancia p (véase la figura 1) empezando por la mitad de la longitud de onda correspondiente a ω_0, disminuye, el máximo central del primer paso-banda (véanse las figuras 2 y 3) es más bajo y eventualmente la banda se divide en dos partes. Como se desea simetría alrededor de ω_0, estas dos partes de la banda son imagen especular la una de la otra, pero siendo cada una simétrica. Si se elige p de forma que las bandas parciales están localizadas a $1/2\ \omega_0$ y a $3/2\ \omega_0$ y la relación entre w y p en el otro transductor sea de tal forma que se suprima el tercer armónico, entonces el filtro obtenido tiene una respuesta de amplitud asimétrica alrededor de la frecuencia ω_0' ($= 1/2\ \omega_0$). El espaciado entre dedos en el primer transductor es entonces la mitad del correspondiente a un filtro simétrico alrededor de ω_0'.

La respuesta de fase

Hasta ahora no se ha considerado la respuesta de fase del filtro. Cuando las fuentes acústicas del transductor están dispuestas simétricamente alrededor de la línea central del transductor, la respuesta de fase será lineal independientemente de la respuesta de amplitud. Los procedimientos de diseño que se han descrito hasta ahora imponen todos esta restricción y por lo tanto sólo producen filtros con una respuesta de fase lineal. Sin embargo, a veces se necesita una respuesta de fase no lineal. Tales filtros son utilizados, por ejemplo, como filtros de F.I. de receptores de televisión en algunos países europeos.

Un método de diseño de filtros con una respuesta de fase no lineal está basado en las dos formas posibles de diseñar transductores con una respuesta de fase lineal (ver figura 6). El transductor simétrico (figura 6a) tiene fuentes de igual magnitud y signo a ambos lados de la línea central. Utilizando la serie de Fourier ampliada para describir la respuesta de frecuencia del transductor simétrico, se encuentra que:

$$
\begin{aligned}
F_s(\omega) &= B_3 e^{j\omega d_3/v} + B_2 e^{j\omega d_2/v} + B_1 e^{j\omega d_1/v} \\
&\quad + B_1 e^{-j\omega d_1/v} + B_2 e^{-j\omega d_2/v} \\
&\quad + B_3 e^{-j\omega d_3/v} \\
&= 2B_1 \cos(\omega d_1/v) + 2B_2 \cos(\omega d_2/v) \\
&\quad + 2B_3 \cos(\omega d_3/v).
\end{aligned}
$$

Las intensidades de las fuentes están indicadas por $B_{1,2,3}$ y las distancias de la línea central a la fuente por $d_{1,2,3}$. Para la respuesta de frecuencia del transductor asimétrico (figura 6b) se tiene que:

$$F_a(\omega) = A_3 e^{j\omega d_3/v} + A_2 e^{j\omega d_2/v} + A_1 e^{j\omega d_1/v}$$

$$- A_1 e^{-j\omega d_1/v} - A_2 e^{-j\omega d_2/v}$$

$$- A_3 e^{-j\omega d_3/v}$$

$$= 2jA_1 \sin(\omega d_1/v) + 2jA_2 \sin(\omega d_2/v)$$

$$+ 2jA_3 \sin(\omega d_3/v).$$

Las intensidades de las fuentes están indicadas por $A_{1,2,3}$ y la polaridad por un signo más o menos. A partir de ambas expresiones se obtiene que el transductor simétrico tiene una respuesta de frecuencia real con un desplazamiento de fase igual a cero para todas las frecuencias, y que el transductor asimétrico tiene una respuesta de frecuencia imaginaria y un desplazamiento de fase de 90° para todas las frecuencias.

El método utilizado para diseñar un filtro de fase no lineal es el siguiente. Las respuestas de fase y de amplitud necesarias son obtenidas en dos componentes, cada una con una respuesta de fase lineal pero con una diferencia de fase de 90° una con respecto a la otra. Cada una de las componentes puede ser obtenida con un único transductor: una con un transductor simétrico y la otra con un transductor asimétrico. Si las posiciones de las fuentes son las mismas en ambos transductores, pueden combinarse para formar un único transductor, que tendrá una respuesta de fase no lineal. La combinación se efectúa sumando las intensidades de las fuentes correspondientes, como muestra la figura 6c.

Cálculo de la configuración de los electrodos

Después de haber calculado las intensidades y posiciones de las fuentes para conseguir la respuesta especificada del filtro, esta información se puede utilizar para obtener las dimensiones del dispositivo. La intensidad relativa de un dedo que funciona como una fuente acústica depende de la carga eléctrica en el dedo. Este a su vez depende de la capacidad entre este dedo y los dedos del otro electrodo.

La capacidad está determinada aproximadamente por la longitud a lo largo de la cual el dedo se solapa con los dos dedos adyacentes. Sin embargo, existen algunos efectos de terminación que deben ser tenidos en cuenta. En el extremo de cada apéndice está presente una pequeña cantidad de carga adicional debido a los campos en los bordes de los alrededores de los electrodos. Además, la capacidad por unidad de longitud en los extremos del conjunto interdigital no es la misma que en el centro, especialmente en conjuntos largos. Estos efectos y otros se han tenido en cuenta en un programa que calcula la longitud de cada apéndice a partir de un listado de las fuentes requeridas.

Solo se puede obtener una determinada disposición de intensidades de la fuente con una única configuración que puede ser "en sesgo", como muestra la figura 7. Esto

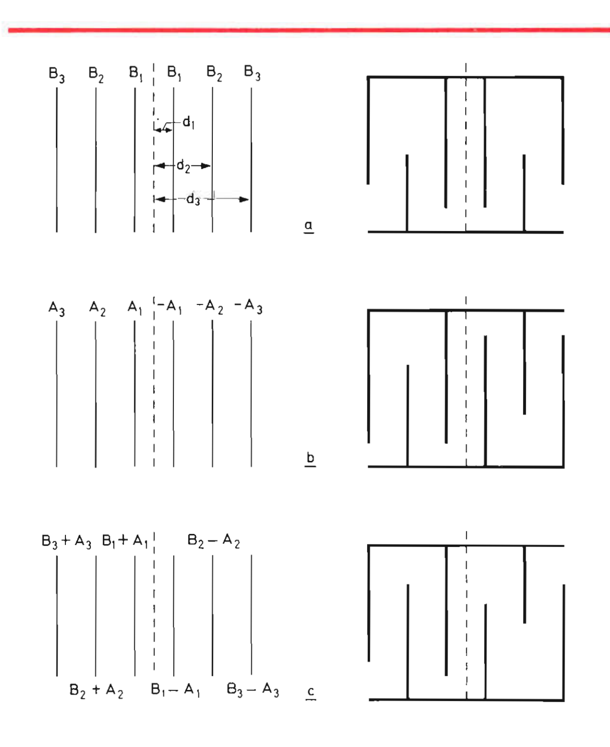


Figura 6. Representación esquemática de (a) un transductor con simetría par, (b) un transductor con simetría impar, (c) un transductor asimétrico formado combinando un transductor par y uno impar. Las intensidades de las fuentes se indican por $A_{1,2,3}$ y $B_{1,2,3}$, las posiciones de los dedos por $d_{1,2,3}$.

ocurrirá, por ejemplo, cuando los dedos de uno de los dos electrodos tenga una longitud relativamente corta de solapado con el dedo adyacente a la izquierda y una longitud relativamente larga de solapado con el dedo adyacente a la derecha. Un transductor sesgado tiene una apertura innecesariamente grande y por lo tanto más pérdidas de inserción. Esta configuración no deseable puede evitarse sintetizando una disposición de fuentes que no solamente cumpla con la respuesta de frecuencia especificada sino que también satisfaga algunas reglas especiales para evitar el sesgado.

Fabricación del filtro

El resultado final del proceso de diseño descrito en la sección precedente es una cinta perforada adecuada para ser utilizada en una máquina cortadora automática. Esta produce una máscara (el dibujo o esquema) para el proceso fotolitográfico. A partir de ella se forman los electrodos en una capa metálica (normalmente de oro o aluminio) en la superficie del substrato por medio de rociado o evaporación. Como solamente se necesita una máscara, no existen problemas de alineamiento. Surgen otro tipo de problemas que son peculiares para dispositivos de ondas de superficie. Los sistemas de electrodos son grandes comparados con los normales de circuitos integrados y los dedos pueden ser largos y delgados. Los problemas de fabricación establecen un límite inferior en el espaciado de los apéndices, los cuales determinan la frecuencia más alta que el filtro puede manejar.

Para fotolitografía ultravioleta convencional de transductores de apéndices dobles en un substrato de $Bi_{12}SiO_{20}$, la frecuencia más alta es de unos 250 MHz. Si se utiliza un haz de electrones en lugar de luz, este límite puede aumentar a 1 GHz. Como los transductores son grandes, es importante asegurar que el sistema óptico no distorsione las formas de los apéndices con lo que se degradaría el rendimiento del filtro.

La superficie de propagación del substrato debe ser cuidadosamente pulimentada para eliminar los arañazos e imperfecciones. Hay dos razones para ello. Primera, las rayaduras de la superficie pueden provocar roturas en los apéndices individuales que podrían afectar a la respuesta de frecuencia. Segunda, como la energía de la onda de superficie está concentrada en una capa de una profundidad igual a una o dos longitudes de onda, su propagación puede ser afectada por defectos de esta capa. Por ejemplo, la longitud de onda de la superficie a una frecuencia de 37 MHz en un plano (100) de $Bi_{12}SiO_{20}$ con propagación en la dirección <110> es solamente de 45 μm. A 370 MHz es de 4,5 μm, y así sucesivamente.

Una vez construido el filtro debe encapsularse para proteger el substrato del polvo y de la humedad que podrían producir el amortiguamiento de las ondas de superficie. Lógicamente, el encapsulado no debe interferir la onda de superficie.

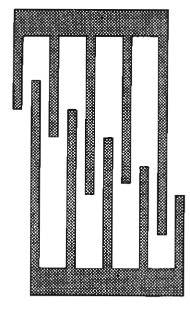


Figura 7. Al buscar un diseño de los electrodos que dé una determinada respuesta, la disposición en "sesgo" puede estar indicada. Se puede evitar esto si se incluyen en el programa de computador restricciones de la intensidad.

Elección del material del substrato

El rendimiento del filtro no depende solamente de la geometría de los electrodos, sino también de las propiedades del material del substrato. Su tamaño, las pérdidas de inserción, la estabilidad, la reproducibilidad y el coste, dependen directamente del material del substrato. No todos estos factores se pueden optimizar simultáneamente y la elección de los materiales del substrato es inevitablemente un compromiso.

Cuando se aplica una señal eléctrica a un par de electrodos en un substrato de material piezoeléctrico, no toda la energía se convierte en ondas acústicas, parte de esta energía se almacena en el condensador formado por los dos electrodos. La relación entre energía almacenada y energía radiada está determinada por el cuadrado de la constante de acoplamiento electromecánico, k. Las pérdidas de inserción dependen directamente del valor de esta constante. Es deseable un material con un elevado valor de k. (La capacidad entre electrodos siempre puede ser convenientemente desintonizada mediante un inductor, pero esto no es siempre conveniente y tiene la desventaja de reducir la anchura de banda del filtro.) En materiales monocristalinos (que son los normalmente utilizados) k es función de la dirección y del plano de propagación, dada por:

$$k^2 = \frac{2(v - v_c)}{v}.$$

v es la velocidad en la superficie libre y v_c la velocidad cuando la superficie está cubierta con un conductor perfecto sin masa. Tanto v como v_c pueden obtenerse fácilmente a partir de las constantes del material para el plano y dirección de propagación utilizados. Se ha utilizado esta aproximación para calcular, por ejemplo, las variaciones de k en los planos principales del $Bi_{12}GeO_{20}$ y $Bi_{12}SiO_{20}$.

Otra propiedad importante del material es la velocidad v de la onda de superficie. Su importancia puede comprenderse mejor si se considera un filtro que conste de dos transductores uniformes como los que muestra la

figura 1. Todos los dedos tienen la misma longitud *l*, anchura *w*, y período *p*. Como se ha establecido, el período será igual a la longitud de onda en la frecuencia ω_0 para la cual las pérdidas de inserción son mínimas. Dentro de los márgenes de frecuencia y temperatura de interés, la velocidad no depende de la frecuencia. Las posiciones del máximo y de los puntos nulos (véase la figura 3) dependerán entonces directamente de la velocidad. Esto es muy reproducible de un cristal a otro (mejor que el 0,1%) y no varía con el tiempo en cristales simples. Sin embargo, la velocidad varía con la temperatura. (En el $Bi_{12}SiO_{20}$, esto, junto con la dependencia de la temperatura de las dimensiones, da un coeficiente de temperatura para el retardo de alrededor de $+118 \times 10^{-6}/°C$.) Por lo tanto, es necesario elegir un material en el cual el coeficiente de temperatura sea lo suficientemente bajo para la aplicación particular. Si se necesita una estabilidad muy elevada, se pueden utilizar ciertos planos del cuarzo (por ejemplo el corte ST) para el cual el término de primer orden del coeficiente de temperatura es cero. Desgraciadamente, el valor de k^2 es entonces demasiado bajo. La situación es como muchas otras, en las que se establece un compromiso en la elección.

Problemas

En el modelo utilizado para calcular la respuesta del filtro, se supone que cada apéndice produce una onda plana. Si el dedo es corto esta suposición no es justificada (debido a efectos de difracción) y son necesarias correcciones. Incluso si los dedos individuales producen todos ondas planas, el rayo que emerge del transductor no tendrá necesariamente un frente plano. Esto está relacionado con el hecho de que en un transductor con dedos desiguales, las ondas que se propagan en diferentes partes de su abertura no siempre pasarán por debajo de la misma cantidad de metal del electrodo. Como la velocidad debajo de una capa de metal es menor a la correspondiente en una superficie libre (de un 1 a un 2%), el frente de la onda será distorsionado. Esto se puede corregir incluyendo apéndices no activos o "fantasmas" en el transductor, como se ve en la figura 8.

Se debe prestar atención al hecho de que las ondas son parcialmente reflejadas por los mismos dedos, debido al cambio de velocidad en el intervalo entre la superficie libre y la parte cubierta del metal. Los dedos de un transductor también pueden detectar o radiar de nuevo ondas y esto puede degradar el rendimiento del filtro, especialmente la respuesta a impulsos. Este efecto puede minimizarse utilizando las configuraciones de doble dedo. En estos diseños, la distancia entre apéndices es $\lambda_0/4$, de forma que, a la frecuencia central, las reflexiones procedentes de los apéndices adyacentes están en oposición de fase. Si, debido a problemas de fabricación, no se pueden utilizar diseños de doble dedo, es posible usar el diseño de compromiso que muestra la figura 9. En ella, los dedos activos son sencillos pero los inactivos son dobles. De esta manera se reduce considerablemente la interacción.

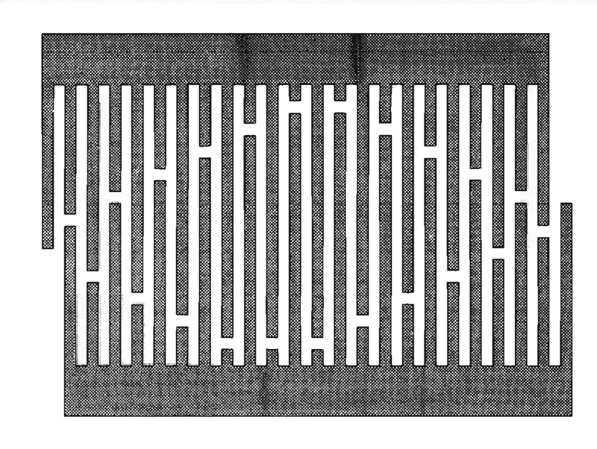


Figura 8. Transductor con dedos de longitudes desiguales y dedos "fantasmas". Además de los dedos activos normales se incluyen también otros inactivos; si estos dedos no estuvieran presentes, el frente de la onda transmitida no sería realmente plano.

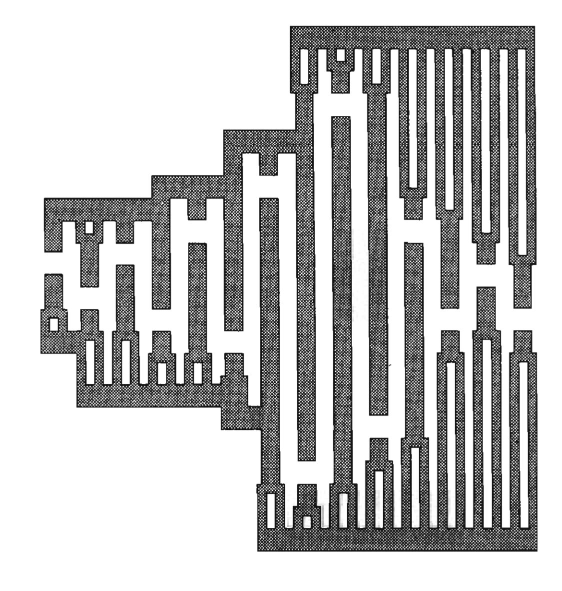


Figura 9. Transductor con muy baja interacción entre las fuentes acústicas. En este transductor, los dedos inactivos son dobles en una parte de su longitud, con un espaciado 1/4 λ_0, de forma que se cancelan las ondas reflejadas.

La estructura del electrodo utilizado para producir las ondas de superficie puede también producir ondas en el material. Estas ondas pueden producir respuestas a frecuencias no deseadas que dependen de su velocidad. Un ejemplo del efecto de estas ondas en la respuesta de amplitud del filtro se muestra en la figura 10. En una estructura periódica radiante son producidas ondas bajo ángulo θ con la superficie, donde θ cumple las condiciones usuales de adaptación de fase:

$$p \cos \theta = n\lambda_{\mathrm{B}}.$$

Aquí n es un número entero y λ_B es la longitud de onda de la onda. (En sentido estricto, esta ecuación solamente es válida en un transductor infinito, en un transductor finito las ondas son producidas dentro de una gama de valores de λ.) Se puede reducir la contribución de las

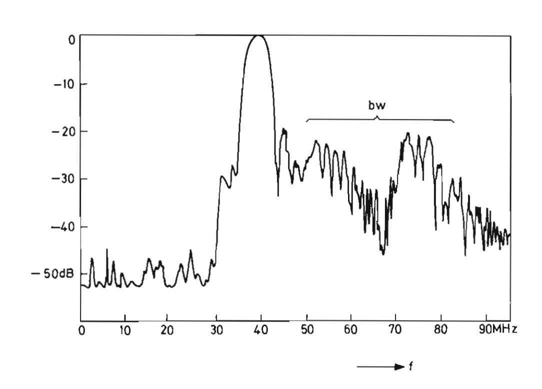


Figura 10. Además de generar ondas de superficie, los transductores pueden generar también ondas que se propagan en el interior del substrato. Si estas ondas pueden alcanzar el transductor de salida (por ejemplo, por reflexión en la base del substrato) afectarán la respuesta de frecuencia del filtro. En esta respuesta corresponde a la parte indicada por *bw*.

ondas que chocan con la superficie inferior del substrato y son reflejadas por ésta, haciendo que la superficie sea rugosa de forma que se dispersen. Sin embargo, las ondas que son producidas con pequeños valores de θ de forma que alcanzan el transductor receptor sin ser reflejadas por la superficie inferior, no pueden ser reducidas de esta forma. La única solución es elegir una dirección de propagación en la cual estas ondas no estén demasiado fuertemente excitadas.

Finalmente se debe tratar el hecho de que además del paso acústico directo desde el transductor emisor al receptor hay por lo menos otros tres caminos para que una señal de entrada alcance el transductor receptor, cada uno con su propio tiempo de retraso.

El primer camino en el cual la señal de entrada puede alcanzar el transductor de salida es el cortocircuito directo debido al acoplamiento capacitivo entre los dos transductores. Esto puede reducirse disponiendo entre los dos transductores una tira metálica conectada a tierra. El segundo surge del hecho de que el transductor de entrada emitirá tanta energía hacia la izquierda como hacia la derecha. La onda que va hacia la izquierda viajará hasta el extremo izquierdo del substrato y se reflejará hacia el transductor de salida. De forma similar, las ondas acústicas que pasan por debajo del transductor de salida se reflejarán en el extremo derecho del substrato. Ambas ondas llegarán al transductor de salida con un retraso diferente respecto a la señal deseada. Estas señales reflejadas en los extremos normalmente pueden ser reducidas a un nivel aceptable haciendo que los extremos del substrato formen un ángulo y poniendo material absorbente a su paso.

El tercer camino en el cual puede producirse erróneamente una señal retrasada es debido a la reflexión de una señal en el transductor de salida de forma que vuelve hacia atrás hacia el transductor de entrada y de nuevo es reflejada hacia el transductor de salida. Esta señal doblemente reflejada con "tránsito triple" tendrá un retraso tres veces superior al de la señal deseada. Se han desarrollado muchos métodos para reducir esta señal pero todos ellos dan como resultado la necesidad de utilizar un substrato más grande y más caro, o unas pérdidas de inserción mayores, o ambas cosas. El nivel de esta señal de tránsito triple respecto al de la señal deseada depende del valor del coeficiente de acoplamiento piezoeléctrico k del material del substrato; cuanto mayor sea el valor de k^2, mayor será el nivel. Por lo tanto, se deduce que el nivel de la señal de triple tránsito aumenta cuando las pérdidas de inserción del filtro disminuyen.

Filtros de ondas acústicas de superficie como componentes de circuito

Otros parámetros de diseño importantes de los filtros de onda de superficie son: la impedancia y las pérdidas de inserción. Estos factores dependen del material del substrato, de la anchura de banda, de la abertura del transductor y de la naturaleza del circuito. En los siguientes párrafos se supone que se trata de filtros con transductores uniformes simples. Las expresiones dadas necesitarán algunas modificaciones cuando se utilicen dedos de longitudes no uniformes.

A la frecuencia de su máxima respuesta, un transductor se puede representar por el sencillo circuito equivalente que se muestra en la figura 11a. La potencia disipada en el resistor R es una medida de la potencia conver-

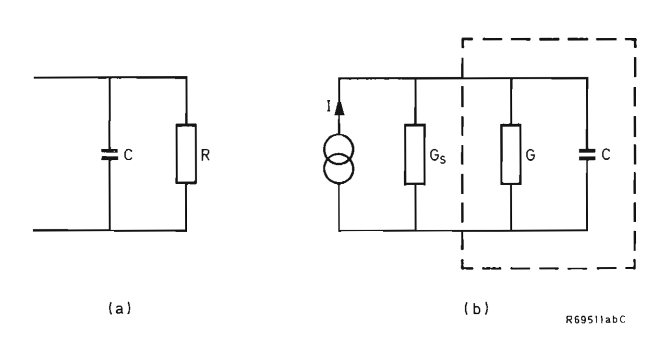


Figura 11. (a) Circuito equivalente de un transductor a su frecuencia central f_0. (b) Circuito que puede ser utilizado para determinar la fracción de la potencia disponible de la fuente de señal, transmitida como potencia acústica. La fuente, de conductancia G_S, se muestra a la izquierda de la línea a trazos. El transductor está a la derecha. ($G = 1/R$.)

tida en energía acústica. Se puede demostrar que para un transductor uniforme:

$$R = \frac{\pi}{4N\omega_0 Ck^2},$$

y entonces:

$$Q = \frac{R}{|X|} = \omega_0 CR = \frac{\pi}{4Nk^2}.$$

Esta expresión proporciona una forma de hallar k^2 midiendo la impedancia del transductor.

La capacidad del transductor está dada por:

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r LN,$$

donde ϵ_0 es la permitividad del espacio libre, ϵ_r es la permitividad relativa efectiva del material del substrato para el plano y dirección de propagación utilizados y L es la abertura del transductor. El valor de L se puede variar dentro de ciertos límites para dar un valor conveniente a la impedancia del filtro. El límite inferior está determinado por los problemas de difracción y el superior por el tamaño aceptable del substrato.

Las pérdidas de inserción del dispositivo comprenden dos tipos de pérdidas que no están relacionadas con condiciones de adaptación. La primera categoría incluye pérdidas que proceden de la propagación de las ondas acústicas. Estas normalmente se pueden despreciar a frecuencias por debajo de unos pocos cientos de MHz para materiales de cristales simples a la temperatura ambiente. Esta primera categoría también incluye las pérdidas que se producen debido a que los transductores emiten ondas acústicas en dos direcciones. En un filtro con dos transductores, estas pérdidas bidireccionales son de 6 dB ya que cada uno de los transductores entrelazados propaga ondas de superficie en dos direcciones con igual potencia y solamente una de ellas es utilizada.

Existirá desajuste si el filtro está terminado mediante una resistencia. Esto produce pérdidas de segunda categoría. En el circuito simplificado de la figura 11b, el transductor entrelazado está representado por un circuito equivalente con un condensador C en paralelo con una conductancia G. La potencia es suministrada por una fuente de corriente constante, I, con una conductancia G_S. La potencia convertida en ondas de superficie está representada por la potencia disipada en G. A la frecuencia ω_0 esto es:

$$P = \frac{I^2 G}{(G_s + G)^2 + \omega_0{}^2 C^2},$$

con $\omega_0\, C = QG$, se puede expresar:

$$P = \frac{I^2 G}{(G_s + G)^2 + Q^2 G^2}.$$

La potencia máxima disponible P_A de la fuente es:

$$P_A = \frac{I^2}{4G_s}.$$

La fracción de potencia máxima disponible que se transfiere a G está dada por:

$$\frac{P}{P_A} = \frac{4GG_s}{(G + G_s)^2 + Q^2 G^2}.$$

Para una máxima transferencia de potencia es necesario que:

$$G_s = \sqrt{(G^2 + \omega_0{}^2 C^2)},$$

o

$$G_s = G\sqrt{(1 + Q^2)}.$$

Se deduce que:

$$\left(\frac{P}{P_A}\right)_{\text{máx}} = \frac{2}{1 + \sqrt{(1 + Q^2)}}.$$

Esta es la máxima fracción de la potencia disponible que puede ser transferida a G y por lo tanto corresponde a las pérdidas mínimas debidas al desajuste en un transductor sencillo. En un filtro, las pérdidas mínimas debidas al

desajuste corresponden al cuadrado de esta expresión si ambos transductores tienen el mismo valor de Q. Esto expresado en dB es:

$$20 \log_{10} \left\{ \frac{2}{1 + \sqrt{(1 + Q^2)}} \right\} \text{dB}.$$

La magnitud de las pérdidas que existirán con otros tipos de terminación se pueden calcular con facilidad.

Filtro de onda de superficie para un receptor de televisión

En la figura 12 se muestra un diagrama de bloques de un sintonizador y la sección de F.I. de un televisor. Las señales de VHF o de UHF que entran son convertidas en el sintonizador, *S*, en señales de unos 37 MHz de frecuencia intermedia. El sintonizador por sí mismo no es muy selectivo y la principal función del filtro pasabanda es separar la señal deseada de otras que pueden estar presentes. Como una de las bandas laterales de la señal de televisión está parcialmente suprimida (modulación de banda lateral vestigial), la forma de la curva de respuesta es muy importante para una buena demodulación. Para evitar la distorsión por intermodulación en el receptor, la señal de sonido debe ser atenuada en el filtro unos 20 dB con respecto al pico de la característica del filtro, y deben incluirse "trampas" en la respuesta del filtro localizadas con mucha precisión para que coincidan con las frecuencias portadoras de los canales adyacentes. En la figura 13 se muestran las especificaciones para la respuesta en amplitud de un filtro paso banda para el sistema de televisión inglés.

Los requisitos para la frecuencia central y para el ancho de banda de este filtro son tales que el componente está idealmente adecuado para su realización mediante técnicas de ondas acústicas de superficie. El tamaño del substrato es razonablemente pequeño, además la definición fotolitográfica necesaria está dentro de las posibilidades de la tecnología de los circuitos integrados corrientes. Un filtro de F.I. convencional de televisión incorpora un determinado número de bobinas que deben ser ajustadas individualmente en fábrica. Las ventajas potenciales de los filtros de onda de superficie –sin ajuste, buena reproductividad y fiabilidad– evidentemente tienen atractivo.

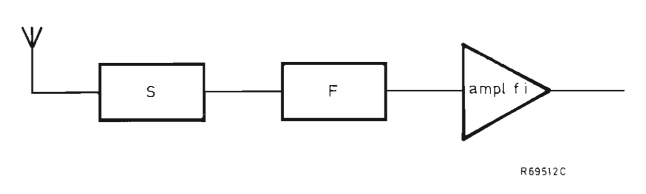


Figura 12. En un receptor de televisión el filtro de F.I. (F) se conecta entre el sintonizador (S) y el amplificador de F.I.

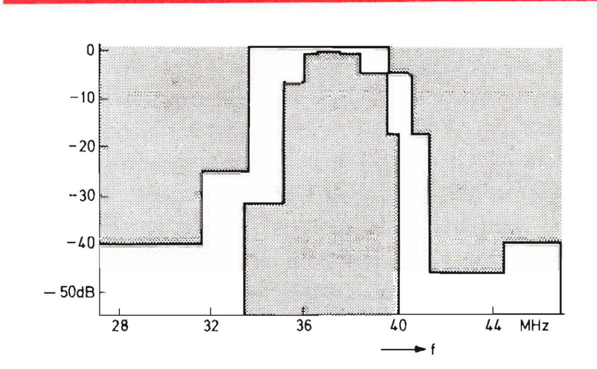


Figura 13. Máscara de tolerancias para la respuesta en amplitud del filtro de televisión para el sistema que se utiliza en Inglaterra (sistema I). La respuesta de amplitud debe estar situada entre las regiones con trama.

El costo de un dispositivo diseñado para un mercado de consumo muy grande es tan importante como su rendimiento técnico, y este factor ha influido significativamente en la dirección de la investigación. La principal y quizás más importante decisión a tomar antes de construir el filtro es el material que se va a utilizar como substrato. Como se ha explicado antes, la respuesta de frecuencia del filtro depende directamente de la velocidad de la onda de superficie v, y el material debe tener por lo tanto un valor de v altamente reproducible y permanecer constante con la temperatura y el tiempo. Esto es particularmente importante en las frecuencias de las trampas, que deben coincidir exactamente con las frecuencias portadoras de los canales adyacentes. La diferencia permisible en el valor de v de un filtro a otro es como máximo 0,12%, el coeficiente de temperatura debe ser inferior a $+120 \times 10^{-6}/°C$ y la deriva por envejecimiento durante la vida del filtro (alrededor de 10 años) debe ser inferior al 0,5%.

El material más comúnmente utilizado en los filtros de onda de superficie es el niobato de litio, $LiNbO_3$, normalmente con propagación en la dirección z en un plano y. El valor de k^2 es 0,048, que es muy alto. Sin embargo, se consideró que este material era demasiado caro para ser utilizado en un filtro de televisión. Al principio del artículo se consideró el empleo de materiales cerámicos piezoeléctricos, debido a su bajo coste, pero se comprobó que la reproductibilidad de la velocidad de la onda de superficie v era solamente de 1%, lo cual era demasiado grande para ser aceptable. Se volvió por lo

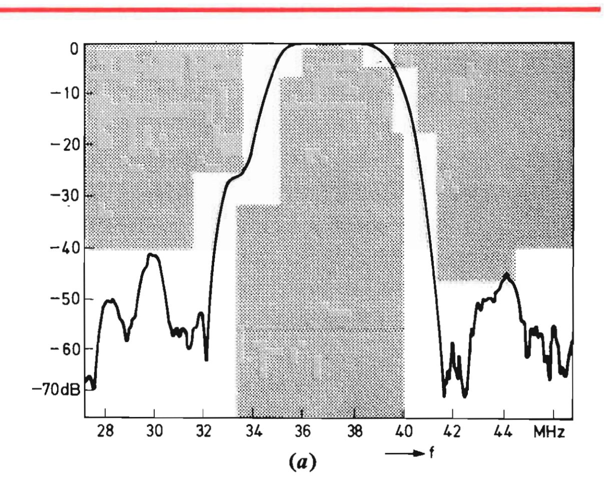
tanto a los materiales monocristalinos, que eran más adecuados para los requisitos de reproductibilidad.

Un material que fue investigado fue el óxido de bismuto y silicio, $Bi_{12}SiO_{20}$, y la mayor parte del trabajo se ha centrado en filtros con este material como substrato. Debería ser un material más barato y más fácil de obtener que el $LiNbO_3$, ya que tiene un punto de fusión más bajo y está hecho de materias primas baratas. No es ferroeléctrico y por tanto no necesita polarización. La velocidad de la onda de superficie es aproximadamente la mitad de la del niobato de litio, lo que significa que los filtros son mucho más pequeños, de tal forma que de una placa de un determinado tamaño pueden hacerse más cantidad de filtros, reduciéndose así los costos de fabricación. En la dirección que se utiliza (una dirección <110> en un plano (100)), tiene un valor aceptable de k^2 (0,018) y un coeficiente de temperatura de $+118 \times 10^{-6}/°C$.

Las pérdidas de inserción del filtro de F.I. de televisión no deben ser demasiado elevadas, pues la relación señal-ruido del receptor será demasiado baja. Es difícil compensarlas mediante una ganancia adicional en el sintonizador debido a problemas de manejo de la señal. Por otra parte, las pérdidas de inserción de un filtro de onda de superficie tampoco deben ser demasiado bajas, debido a la presencia de señales de triple tránsito. Si estas señales reflejadas no están por lo menos 40 dB por debajo de la señal principal, se producirán imágenes "fantasmas" en la imagen de televisión. Como se mencionó anteriormente, las señales de triple tránsito aumentan en intensidad cuando las pérdidas de inserción disminuyen, y su nivel es aproximadamente el doble de las pérdidas de inserción más 6 dB adicionales. Si la señal de triple tránsito está en el nivel establecido de –40 dB, las pérdidas de inserción de un filtro de onda de superficie son de unos 17 dB. Esta situación podría alterarse si se utilizara cualquiera de las medidas descritas anteriormente para reducir la señal de triple tránsito, pero en el caso del filtro de televisión los costos adicionales serían demasiado altos. En un filtro con un substrato de $Bi_{12}SiO_{20}$ con un inductor de sintonización de bajo Q en un extremo, se obtienen unas pérdidas de inserción de 17 dB; se ha comprobado que receptores de televisión que utilizan tal sistema dan un resultado muy satisfactorio.

Los detalles de los requisitos de la respuesta de frecuencia no son los mismos en los diferentes países europeos que en los otros países del mundo. Se ha centrado la atención en producir diseños para el sistema I (Inglaterra) y G (Holanda, Alemania Occidental, etc.). La respuesta de amplitud de un filtro para el sistema I se muestra en la figura 14a. Este filtro es un diseño de dedos simples; el transductor uniforme de salida tiene 16 dedos y el transductor de entrada 74. El substrato es de $Bi_{12}SiO_{20}$. La disposición de "baja interacción" mencionada anteriormente se utiliza en el transductor de entrada, lo que ayuda a mantener plana la respuesta de retraso del conjunto dentro de 25 ns a lo largo del paso-banda, como muestra la figura 14b.

El otro sistema (G) es sustancialmente diferente del Inglés. En él, la señal es transmitida con una característica de retraso del conjunto predistorsionada. Esto se hace para compensar la característica de retardo del conjunto de los filtros *LC* convencionales. Sin embargo, esto significa que el filtro de onda de superficie debe reproducir con precisión la distorsión de retardo del conjunto. Los requisitos de amplitud y de retardo del conjunto se muestran en la figura 15, junto con la respuesta medida en un filtro de onda de superficie. Este filtro se hizo también de $Bi_{12}SiO_{20}$ y tiene un transductor uniforme de salida con 18 dedos. En este caso, en el transductor de entrada se utilizó una estructura de 200 dedos dobles. Como se puede ver en la figura 15, tanto las características de amplitud como las de retardo del conjunto caen dentro de las tolerancias. Hay también una buena corres-



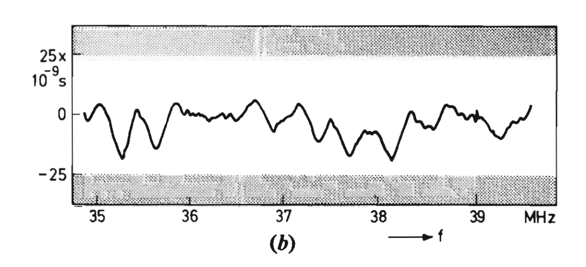


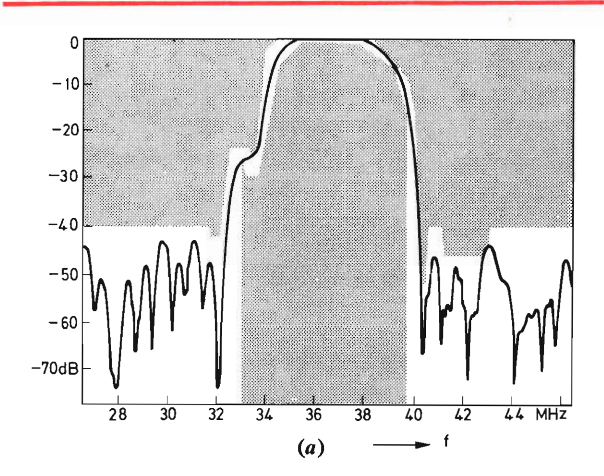
Figura 14. (a) La máscara de tolerancia de la figura 13, pero con la respuesta de amplitud de uno de estos filtros, que satisface completamente las especificaciones. (b) Respuesta de retardo del conjunto de este filtro dentro de la máscara de tolerancias adecuada.

pondencia entre las características de retardo del conjunto calculadas y las medidas como muestra la figura 15b. En la figura 16 se muestra la máscara utilizada para hacer este filtro.

Otros filtros

Se han diseñado filtros de ondas acústicas para otras aplicaciones, tales como filtros de F.I. para radar y telecomunicación. En éstos, el costo del filtro no es un factor tan importante como en los filtros para televisión.

En radar, donde los sistemas manejan impulsos, la forma de las señales producidas por el filtro no es menos importante que la respuesta de frecuencia. Esto significa en particular que el eco de la onda de triple-tránsito del filtro de onda de superficie debe reducirse a un nivel inferior a –60 dB. Las pérdidas de inserción de un filtro de radar se diseñan normalmente para que estén entre 25 y 30 dB, de forma que el nivel del eco de triple-tránsito sea adecuadamente bajo; ocasionalmente se utilizan disposiciones especiales del transductor para conseguir la cancelación total o parcial de este eco. A continuación se discuten tres aplicaciones de los filtros de onda de superficie en radar y telecomunicaciones.



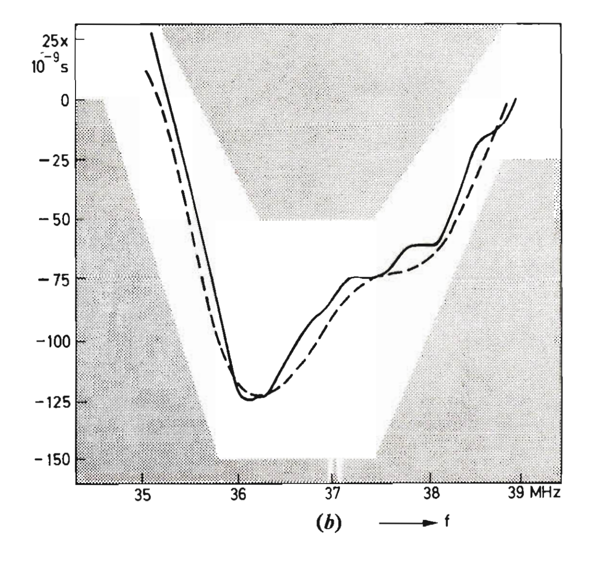


Figura 15. (a) Máscara de tolerancia y respuesta de amplitud medida de un filtro de televisión por el sistema G (Holanda, Alemania Occidental, etc.). (b) Máscara de tolerancia y respuesta de retardo del grupo medida para un filtro para el sistema G. Esta respuesta está diseñada de tal forma que se compensa la distorsión de retardo que se produce en cualquier lugar del sistema. La curva a trazos es la respuesta calculada.

Filtros Gausianos

Un tipo de respuesta que puede ser fácilmente producida con un filtro de onda de superficie es la función Gaussiana. Esta respuesta es de particular interés para los ingenieros en radar, y tiene una forma que no produce oscilaciones parásitas en el impulso de entrada. Como en esta aplicación las pérdidas de inserción aceptables son más bien elevadas, el filtro ha sido construido en un substrato de $Bi_{12}SiO_{20}$ con propagación de las ondas en una dirección <100> y en un plano (110). Esta orientación es particularmente favorable para la producción de ondas de superficie sin la producción simultánea de otras ondas.

En la figura 17 se muestra la respuesta de este filtro con una anchura de banda de 4 MHz (medida en puntos de 3 dB); la parte central de la característica del filtro se puede comparar con la curva teórica de la figura 18. Su excelente respuesta de rechazo de banda es principalmente debida a la casi completa eliminación de la respuesta a las ondas.

Filtros adaptados

Una clase de filtros que son eminentemente adecuados para su realización con filtros de onda de superficie son los filtros adaptados. Estos filtros se utilizan para la detección óptima de impulsos en presencia de ruido. Esto exige que la respuesta de frecuencia del filtro sea igual al espectro de frecuencias del impulso recibido. Por ejemplo, el espectro de frecuencias de un impulso rectangular tiene la forma $(\mathrm{sen}x/x)$; para la detección óptima de este impulso en presencia de ruido Gaussiano, se necesita un filtro con idéntica respuesta de frecuencia. Para un impulso de una duración de 10 μs, modulando una portadora de 13,5 MHz, la respuesta en forma de $(\mathrm{sen}x)/x$ se mues-

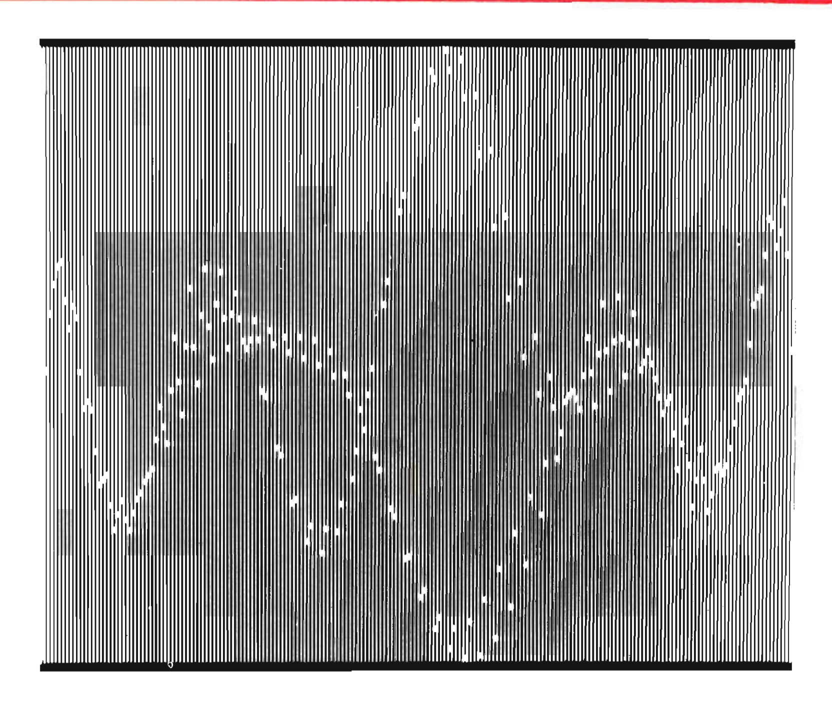


Figura 16. Una parte de la máscara utilizada para hacer los transductores del filtro de la figura 15. Esta parte corresponde al transductor de entrada, que tiene 200 dedos.

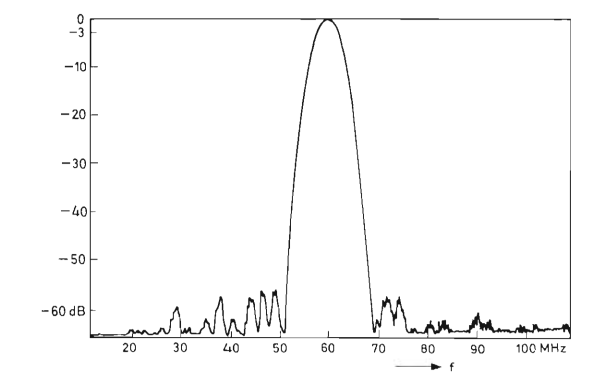


Figura 17. Respuesta Gaussiana obtenida con un filtro de onda de superficie. Los filtros con respuesta Gaussiana se utilizan en sistemas de radar, ya que no introducen oscilaciones parásitas.

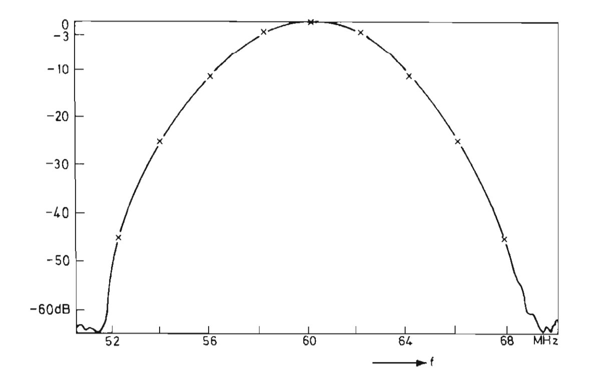


Figura 18. Parte central de la respuesta de la figura 17. Los puntos marcados con una cruz corresponden a la respuesta Gaussiana teórica.

tra en la figura 19. El filtro adaptado responde al impulso rectangular con una función triangular a la salida, como muestra la figura 20.

La mejora en la relación señal-ruido sobre el correspondiente filtro con un único lóbulo central en la respuesta –que se parece mucho a la respuesta de F.I.– es de 2,5 dB. Los filtros adaptados se pueden aplicar con ventaja solamente si la señal a detectar tiene un espectro bien definido. Por desgracia, en los radares que utilizan magnetrones como generadores de potencia, el espectro está demasiado mal definido para utilizar este método, que por lo tanto está limitado a los sistemas de radar más avanzados.

En algunas situaciones, un filtro cuya respuesta es parecida a la de los filtros adaptados, da buenos resultados. Por ejemplo, la figura 21 muestra una respuesta $(\operatorname{sen}x)/x$

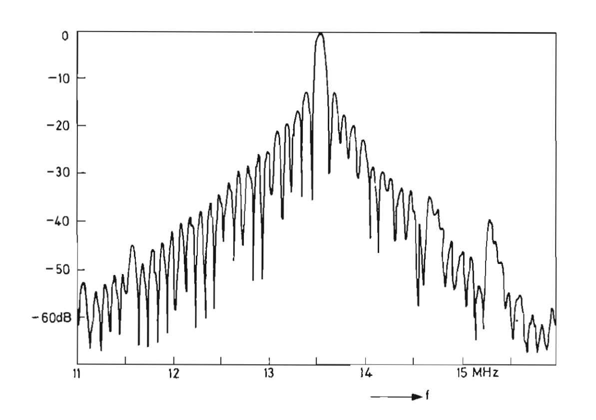


Figura 19. Característica de frecuencia de un filtro adaptado. El filtro está adaptado al espectro de impulsos rectangulares de 10 μs utilizado para modular una portadora de 13,5 MHz. Un filtro de este tipo proporciona mejor separación de la señal de ruido. (La mejora con respecto a un filtro convencional es 2,5 dB.) Para impulsos rectangulares, la respuesta de frecuencia tendrá la forma de (sen x)/x.

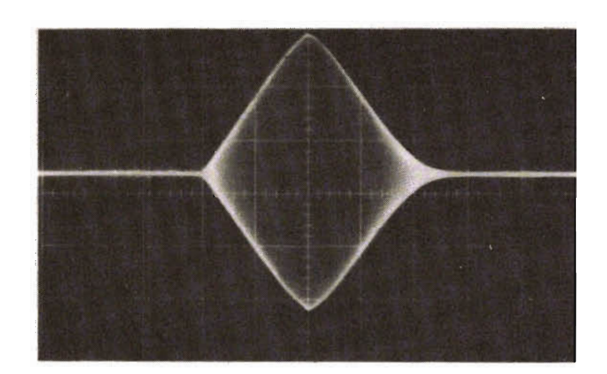


Figura 20. Señal de salida del filtro de la figura 19 cuando se aplica un impulso de 13,5 MHz de frecuencia portadora a la entrada del filtro.

que ha sido limitada al lóbulo central y a los dos primeros lóbulos laterales. Tal respuesta daría una mejora en la relación señal-ruido de 1 dB respecto a la de un filtro convencional. Es difícil imaginar otra forma de conseguir esta respuesta si no es con filtros de onda de superficie.

Filtros de gran anchura de banda

En los sistemas de telecomunicación se necesitan a menudo filtros que tienen una respuesta de frecuencia plana dentro de una amplia banda de frecuencias. Estos filtros, con anchuras de banda relativas de hasta el 50%, han sido realizados utilizando técnicas de ondas de superficie. Para mantener las pérdidas de inserción a niveles razonables, se han construido en $LiNbO_3$, haciendo uso de la ventaja de su alto valor de k^2. Estos filtros están sintonizados normalmente en ambos extremos mediante un inductor en serie; el efecto de esta sintonía en la forma de la respuesta debe ser tenida en cuenta en el proceso de diseño. En la figura 22 se muestra un ejemplo de un filtro de este tipo.

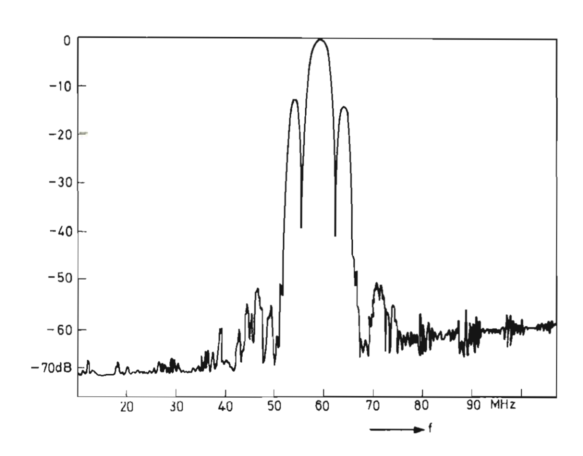


Figura 21. Aproximación al filtro adaptado. La respuesta de frecuencia consta de la parte central de la función (sen x)/x con los dos primeros lóbulos laterales. Esta respuesta también se obtuvo con un filtro de onda de superficie. La mejora con respecto a un filtro convencional es de 1 dB.

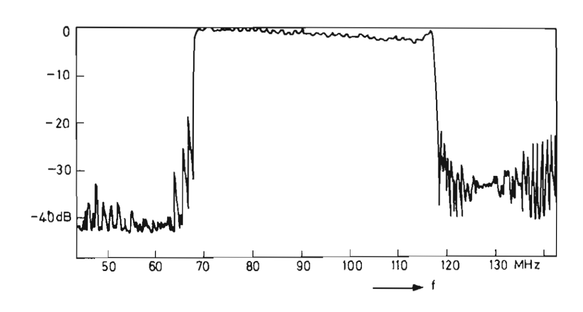
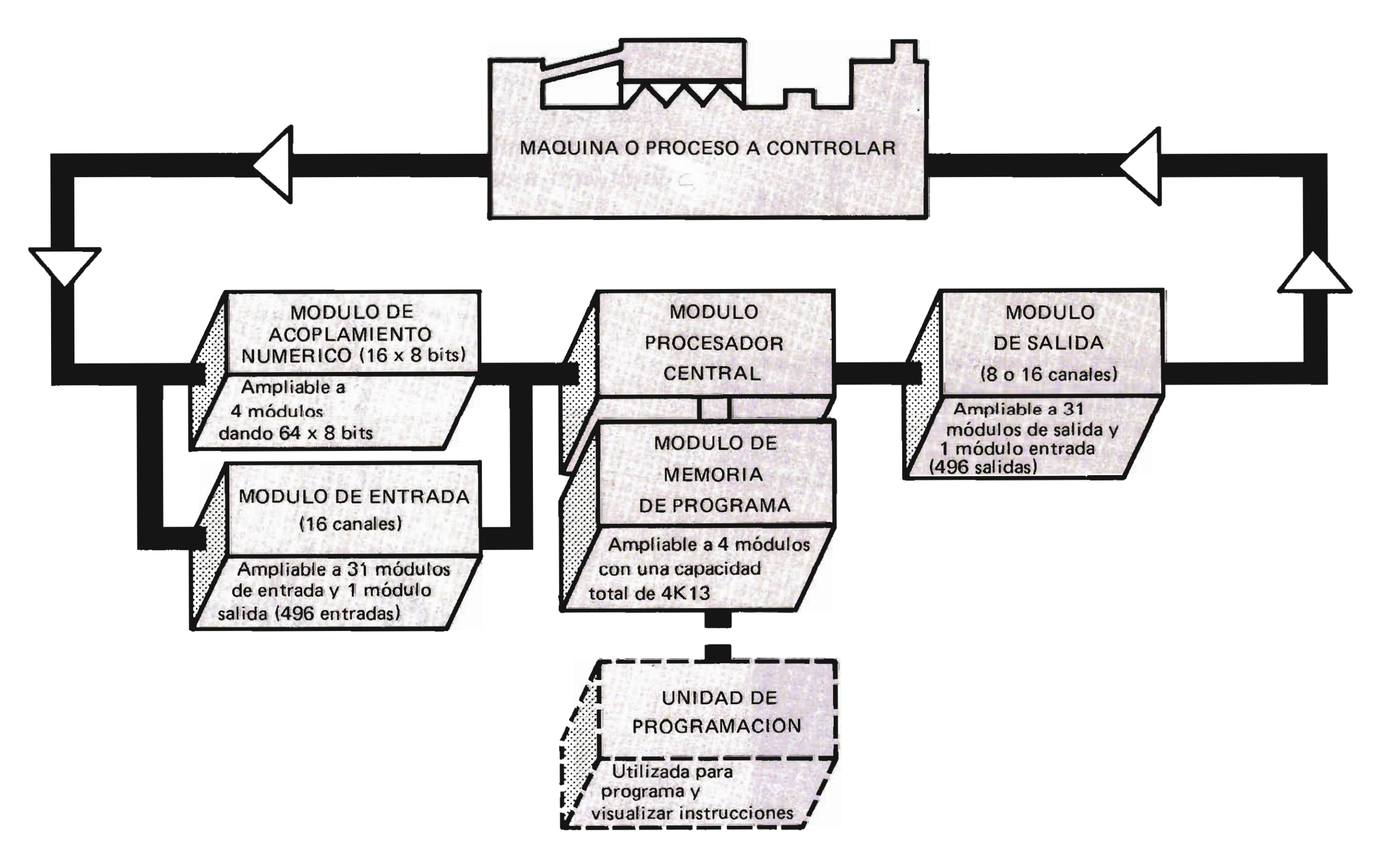


Figura 22. Respuesta de amplitud de un filtro de gran anchura de banda.

CONTROLADOR LOGICO PROGRAMABLE

para control de procesos industriales



- Equipo básico económico
- Utilización simple
- Precisión de control
- Concentración de funciones en un centro operador
- Tensión de alimentación de 5 V
- Cartas tamaño doble Eurocard
- Sustitución inmediata de módulos
- Posibilidad de realizar su propio programa
- Programación fácil: sólo 20 instrucciones
- Temporizaciones por programa o control externo
- Las modificaciones o necesidades futuras sólo requieren variaciones del programa, pero no del cableado o circuitería

Distintos módulos según necesidades que permiten reducir el coste al mínimo sin perder efectividad ni posibilidades

- Memoria de ferrita con capacidad de 2K13
- Módulo de memoria con PROMS o EAROMS sólo escritura
- Módulo de memoria con PROMS o EAROMS escritura/lectura
- CPU con 33 registros de 8 bits
- CPU que sólo trata funciones lógicas
- Unidad de programación con display para verificación y control, si desea realizar su propio programa
- Módulo para entrada y/o salida de datos a impresora o teletipo
- Módulo que permite cargar hasta 16 distintos datos de 8 bits (conmutadores rotativos y convertidores A/D, etc.)
- Módulos con 16 entradas a 24 V c.c. ó 24 V c.a.
- Módulos con 16 y 8 salidas que entregan hasta 100 mA y 2 A respectivamente

INTERRUPCION DE LA ALIMENTACION DE MEMORIAS ROM

El desarrollo de grandes sistemas de memoria, que utilizan modernos circuitos integrados de elevada densidad, ha hecho que aumente la importancia de reducir el consumo de energía del sistema por razones económicas. Un método de reducir el consumo de energía es la interrupción de la alimentación, que hace que la tensión de alimentación positiva del circuito integrado desaparezca cuando no se accede a él. Este artículo describe dos métodos de interrupción de la alimentación y su aplicación a la memoria PROM bipolar 82S115. Se dan las cifras de resultados y del ahorro posible de energía.

Introducción

La moderna tecnología de las memorias es el principio del desarrollo de sistemas integrados de memoria mayores y más rápidos, y ello ha conducido a la necesidad de economizar energía con el fin de utilizar el sistema económicamente. Un método de reducir el consumo de energía de un sistema de memoria, manteniendo una velocidad de funcionamiento razonable, es el de la interrupción de la alimentación. Con este método, se reduce el consumo medio de energía, aplicando la tensión positiva de alimentación a los circuitos integrados de memoria solamente si se accede a ellos, y retirándola cuando no se utilizan.

Las memorias bipolares de sólo lectura (ROM) son particularmente adecuadas para la aplicación de la interrupción de la alimentación porque tienen tiempos de acceso cortos, un consumo de energía relativamente elevado comparado con el de otras memorias, y no son volátiles (es decir, retienen la información almacenada si se retira la alimentación). Estas características hacen posible reducir la tensión de alimentación de la memoria ROM hasta cero y utilizar la interrupción de la alimentación con mucha eficacia.

A continuación se consideran dos métodos de interrumpir la alimentación que utilizan un transistor de conmutación y un circuito integrado especial para la interrupción de la alimentación, y se describe la aplicación de estos métodos a la memoria PROM 82S115. Se dan las cifras de resultados y una indicación del posible ahorro de energía.

Parámetros de c.c.

Antes de implantar un sistema de interrupción de la alimentación es necesario considerar el comportamiento de los parámetros de entrada y salida de c.c. del circuito integrado de memoria a utilizar, particularmente cuando la tensión de alimentación se reduce a cero.

La impedancia de entrada debe permanecer elevada y no debe variar significativamente dentro del amplio margen de la tensión de alimentación (de 0 V a 5 V). Las corrientes de fuga de salida deben permanecer también dentro de unos límites, con y sin tensión de alimentación, para asegurar que las salidas están realmente desconectadas cuando no funcionan. Por lo tanto, es conveniente definir varios parámetros que se dan en la tabla 1.

Tabla 1. *Parámetros de c.c. para las memorias ROM que se utilizan con interrupción de la alimentación*

parámetro	definición
I_{ILM}	corriente entrada, nivel BAJO aplicado, máxima tensión alimentación*
I_{IH0}	corriente entrada, nivel ALTO aplicado, sin tensión alimentación
I_{IHM}	corriente entrada, nivel ALTO aplicado, máxima tensión alimentación*
I_{OLH0}†	corriente fugas salida, nivel ALTO aplicado, sin tensión alimentación
I_{OLHM}†	corriente fugas salida, nivel ALTO aplicado, máxima tensión alimentación*
I_{OLLM}	corriente fugas salida, nivel BAJO aplicado, máxima tensión alimentación*

† Para dispositivos de colector abierto. * Normalmente se da en los datos publicados.

Parámetros de c.a.

En la figura 1 se muestra esquemáticamente un circuito general de interrupción de la alimentación para una memoria integrada, y este circuito se utiliza para definir los parámetros de c.a. que se dan en la tabla 2 y se muestran en la figura 2.

Métodos para la interrupción de la alimentación

El bloque de la figura 1 "circuito de interrupción de la alimentación" puede tener varias configuraciones, dos de las cuales se describen a continuación.

Interrupción por medio de un conmutador PNP saturado

La figura 3 muestra un circuito de interrupción de la alimentación que utiliza un conmutador saturado PNP. La entrada de interrupción de la alimentación se mantiene aplicada (estado ALTO) a la patilla de desinhibición de la memoria ROM para obtener una desconexión más rápida cuando se interrumpe la alimentación. Si la patilla de desinhibición de la ROM está en estado BAJO, la puerta NAND (1/4 7403) deberá ser reemplazada por una puerta AND (1/4 7409); entonces la entrada de interrupción de la alimentación pasa a estado BAJO.

El transistor TR_1 deberá elegirse de modo que tenga una velocidad de conmutación elevada, una tensión de saturación baja, una ganancia de corriente alta (h_{fe} elevada) y una máxima corriente nominal de colector muy por encima de la corriente nominal de alimentación de la

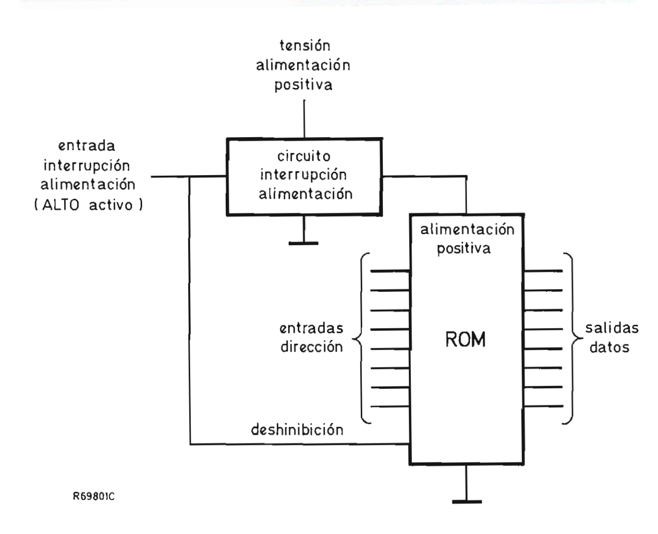


Figura 1. Esquema del circuito general de interrupción de la alimentación.

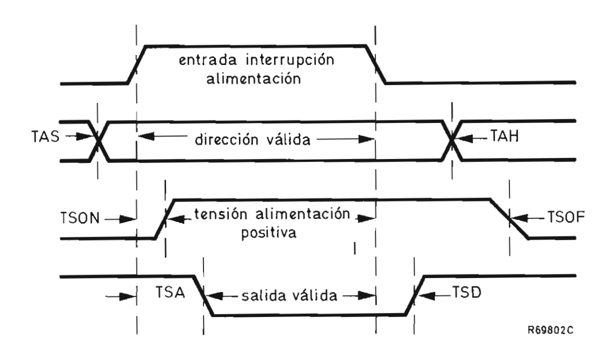


Figura 2. Formas de onda de temporización del circuito de la figura 1.

Tabla 2. *Parámetros de c.a. para circuitos de interrupción de la alimentación*

parámetro	definición
TSA (tiempo de acceso interrupción)	Intervalo de tiempo entre el frente activo de la entrada de interrupción de la alimentación y la salida de datos válidos
TSA (tiempo de desinhibición de la interrupción)	Intervalo de tiempo entre el frente negativo en la entrada de interrupción de la alimentación y la inhibición de la salida
TAS (tiempo accionamiento dirección-interrupción)	Intervalo de tiempo entre el frente activo de la señal de dirección válida y el frente activo de la entrada de interrupción de la alimentación
TAH (tiempo mantenimiento dirección-interrupción)	Intervalo de tiempo entre el flanco negativo de la entrada de interrupción de la alimentación y el flanco activo de la siguiente señal de dirección válida
TSO_N (tiempo entre interrupción y conexión)	Intervalo de tiempo entre el flanco activo en la entrada de interrupción de la alimentación y el frente positivo de la tensión de alimentación
TSO_F (tiempo entre interrupción y desconexión)	Intervalo de tiempo entre el frente negativo en la entrada de interrupción de la alimentación y el frente negativo de la tensión de alimentación

Todos los tiempos están medidos entre los puntos de 50% de los flancos de la forma de onda (ver figura 2).

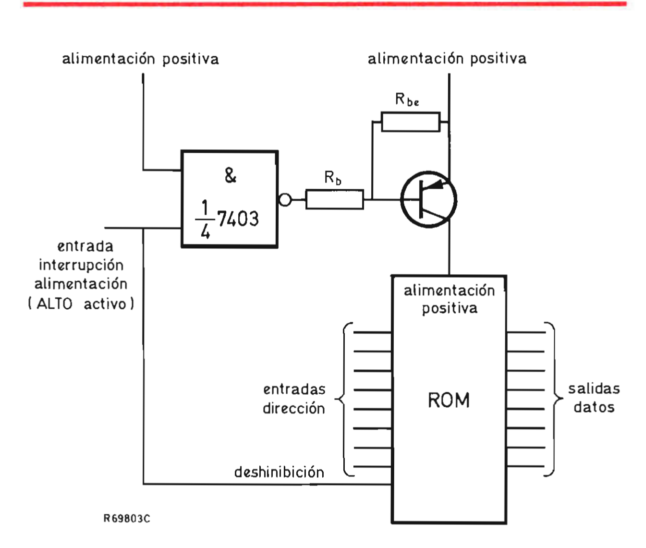


Figura 3. Circuito de interrupción de la alimentación utilizando un conmutador PNP saturado.

ROM. El valor del resistor R_{be} no es crítico, pero deberá ser de unos 5 kΩ. El valor de R_b se puede calcular de acuerdo con:

$$R_b = \frac{10 \times (\text{tensión alimentación} - V_{be\ sat} - 0{,}4)}{\text{consumo de corriente de alimentación de la ROM}}$$

donde $V_{be\ sat}$ es la tensión de saturación base-emisor de TR_1. La tensión de alimentación positiva deberá ser la suma de 5 V (tensión de alimentación nominal de la ROM) y la tensión de saturación colector-emisor ($V_{CE\ sat}$) de TR_1.

Esta configuración de conmutador saturado proporciona control de la tensión de alimentación de la ROM sin necesitar una tensión de alimentación adicional.

Uso de un circuito integrado para la interrupción de la alimentación

En la figura 4 se muestra un circuito de interrupción de la alimentación que utiliza un circuito integrado especialmente destinado a ello, por ejemplo el Harris HD-6600. En este circuito, el circuito integrado interruptor aplica la tensión de alimentación selectivamente a cuatro circuitos integrados ROM. La señal de entrada de interrupción está en estado BAJO activo y las patillas de desinhibición de las ROM para estado BAJO están unidas a ésta, como en el circuito anterior, para elevar la velocidad de desconexión cuando se retira la alimentación. Debe observarse que este circuito necesita una alimentación separada de +12 V.

Aplicación de la interrupción de la alimentación a la memoria PROM 82S115

El circuito 82S115 es una memoria ROM programable de 4096 bits organizada como 512 bytes de 8 bits cada uno. Es completamente compatible con TTL e incluye salidas de triple estado, y dos patillas de desinhibición complementarias; estas patillas pueden utilizarse para ampliar la memoria y para la interrupción de la alimentación. Se pueden obtener más detalles de la memoria 82S115 en las características publicadas. Obsérvese que la patilla de interrupción del circuito integrado controla un registro de salida, que no tiene conexión con la interrupción de la alimentación.

Como se describió en la sección anterior, las corrientes de fuga de entrada y salida de la PROM deben ser comprobadas antes de implantar la interrupción de la alimentación, para asegurar que permanecen en estado BAJO cuando es desconectada la tensión de alimentación. Medidas efectuadas en un trazador de curvas con la tensión de alimentación desconectada han mostrado que tanto I_{H0} como I_{OLH0} (ver tabla 1) tienen valores inferiores a los obtenidos con la tensión de alimentación conectada.

En los siguientes apartados se describen dos métodos de aplicación de la interrupción de la alimentación a la memoria 82S115 utilizando conmutadores saturados PNP y un circuito integrado dedicado a ello.

Interrupción de la alimentación del 82S115 utilizando un conmutador saturado PNP

El circuito que muestra la figura 3 es aplicable directamente al 82S115 como muestra la figura 5. Entre la alimentación de +5 V y las patillas de salida se conectan resistores pull-up de 300 Ω (para mayor claridad, en la figura 5 se representan solamente tres de estos resistores) para asegurar que estas patillas van al "1" lógico cuando el circuito integrado es desconectado. Si se conecta un determinado número de circuitos 82S115 como "O" alambrado, se pueden omitir estos resistores, mientras que por lo menos actúe una de las memorias, ya que las salidas tendrán siempre un nivel lógico bien definido.

Las formas de onda obtenidas del circuito de la figura 5 se muestran en la figura 6 y los valores de los parámetros de c.a. se dan en la tabla 3. Se puede ver que el TAS y el TAH (ver tabla 2) fueron ajustados a 0 ns. El aumento del TAS desde 0 ns no afecta al TSA que tiene un valor en el peor caso de 100 ns para todas las variaciones posibles de la dirección.

La tensión de alimentación positiva de la PROM sube a un valor igual al 50% de su valor unos 35 ns después de

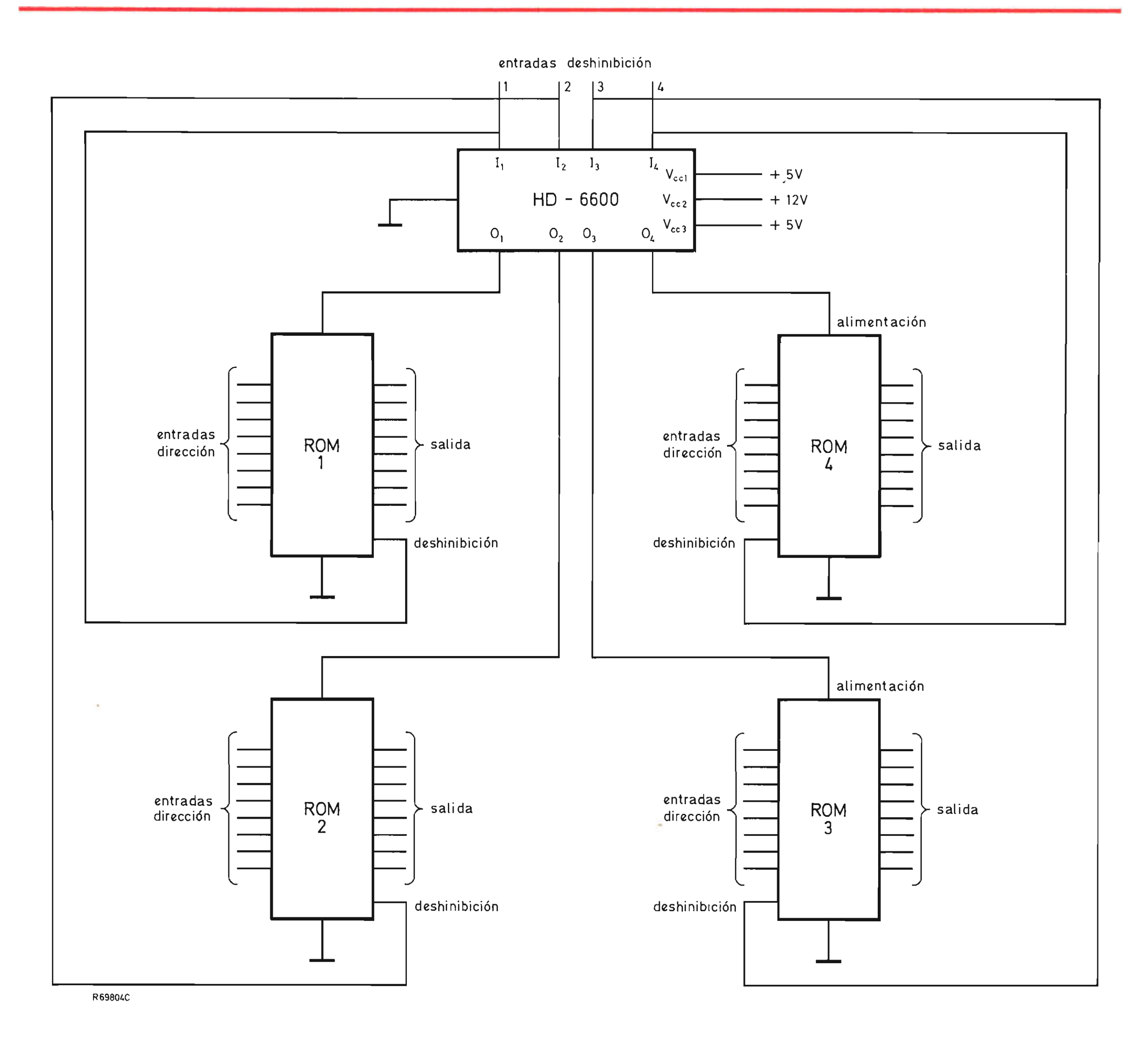


Figura 4. Circuito de interrupción de la alimentación utilizando un circuito integrado.

Tabla 3. *Valores de los parámetros de c.a. para el circuito de la figura 5.*

parámetro	valor máximo
TSA (tiempo acceso interrupción)	100 ns
TSD (tiempo inhibición interrupción)	30 ns
TAS (tiempo accionamiento dirección-interrupción)	0 ns
TAH (tiempo mantenimiento dirección-interrupción)	0 ns
TSON (tiempo interrupción-conexión)	35 ns
TSOF (tiempo interrupción-desconexión)	1,2 μs

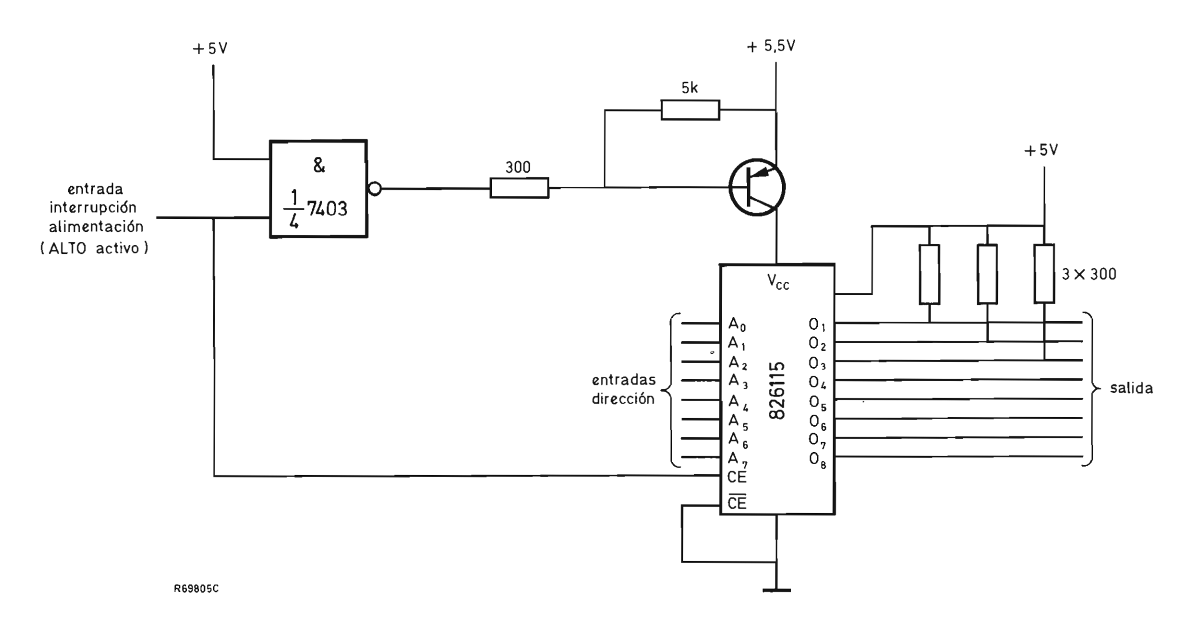


Figura 5. Interrupción de alimentación de la memoria 82S115 utilizando un conmutador PNP saturado.

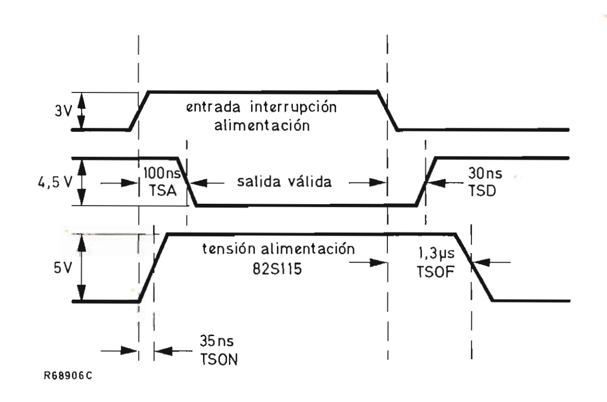


Figura 6. Formas de onda de temporización para el circuito de la figura 5.

la señal que permite la interrupción de la alimentación, pero tarda más de 1 μs para que la tensión caiga al 50% de su valor de pico después de que la señal de interrupción de la alimentación pase a BAJO. Esto es debido a que no se utiliza el circuito pull-down para eliminar la tensión de alimentación de la PROM. Se puede utilizar pull-down activo, pero ello requeriría más circuitería y podría producir picos de corriente durante la conmutación debido a la diferencia entre los tiempos de conducción y bloqueo de los transistores pull-up y pull-down. Se puede utilizar un resistor pull-down pasivo, pero esto aumentaría el consumo de energía. La mejor forma de aumentar la velocidad de desconexión de la alimentación es desactivar la memoria a través de la línea de desinhibición al mismo tiempo que se desconecta la alimentación; de esta forma la desconexión es completa en 30 ns.

Interrupción de la alimentación del 82S115 utilizando un circuito integrado

En la figura 7 se muestra un método de interrupción de la alimentación del 82S115 utilizando el circuito integrado Harris HD-6600. Se utiliza la desinhibición de BAJO activo de la memoria 82S115 conectada a la entrada de interrupción de la alimentación y la desinhibición de ALTO activo conectado a +5 V. La entrada de interrupción interna de la PROM también está conectada a +5 V para asegurar un funcionamiento impecable. El máximo consumo de corriente del 82S115 es 185 mA y por tanto es inferior que los 200 mA de capacidad de excitación de cada salida del HD-6600.

Se han tomado medidas de los parámetros de c.a. de este circuito y los resultados se muestran en la figura 8 y están tabulados en la tabla 4. Para estas medidas, se mantuvieron las condiciones de funcionamiento recomendadas del HD-6600, y se conectaron resistores pull-up (cada uno de 300 Ω) entre las salidas de la PROM y la alimentación de +5 V; para mayor claridad, en la figura 7 sólo se muestran tres de estos resistores pull-up.

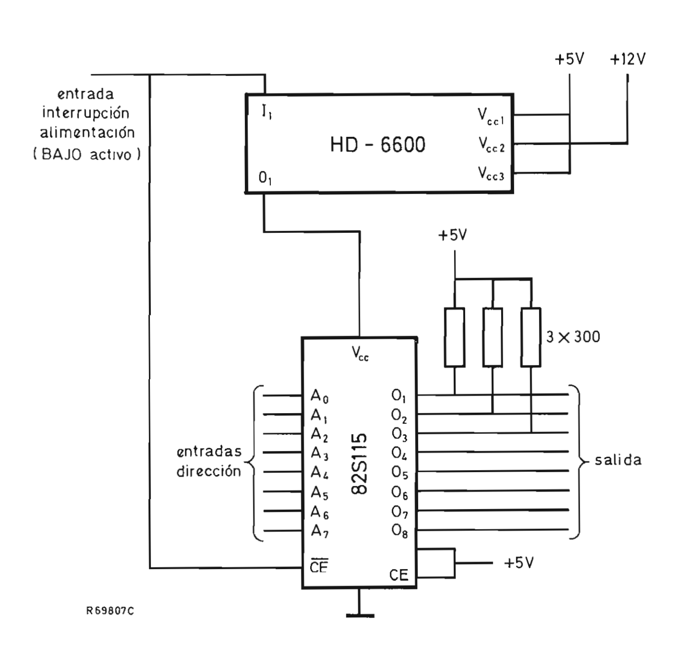


Figura 7. Interrupción de la alimentación de la memoria 82S115 utilizando un circuito integrado.

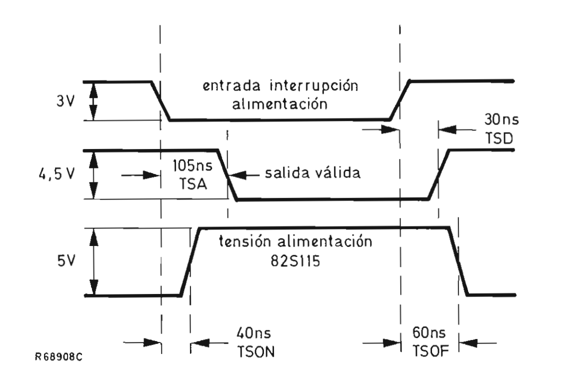


Figura 8. Formas de onda de temporización para el circuito de la figura 7.

Ahorro de energía en los sistemas de interrupción de la alimentación

El ahorro de energía en sistemas de memoria que utilizan interrupción de alimentación depende de la organización de la memoria y del ciclo de trabajo de los circuitos integrados de la memoria, es decir de la relación entre el tiempo de conducción del circuito integrado y el tiempo total de duración del ciclo del sistema. A continuación se consideran estos factores.

Sistema de memoria organizado en palabras

Considérese el sistema de memoria que se muestra en la figura 9. Este sistema consta de N_1 filas de memorias ROM conteniendo cada fila N_2 memorias ROM. Como cada ROM está organizada con W bytes de B bits, el sistema completo contiene N_1 W bytes de N_2B bits cada una.

Se accede a las unidades individuales mediante una fila de interrupción de la alimentación de las memorias ROM y seleccionando entonces una dirección. Si solamente actúa una de las N_1 filas de las memorias ROM en un instante, el ahorro de energía comparado con un sistema sin interrupción de la alimentación está dado por:

$$\text{ahorro de energía} = P_1 N_1 N_2 - P_1 N_2,$$

$$= P_1 N_2 (N_1 - 1),$$

donde P_1 es el consumo de potencia de un circuito integrado de memoria. El tanto por ciento de ahorro de energía está dado por:

$$\% \text{ de ahorro de energía} = \frac{100\,(P_1 N_1 N_2 - P_1 N_2)}{P_1 N_1 N_2},$$

$$= 100 - \frac{100}{N_1}\ \%.$$

Por tanto, el ahorro de energía aumenta al aumentar

Tabla 4. *Valores de los parámetros de c.a. para el circuito de la figura 7.*

parámetro	valor máximo
TSA (tiempo acceso-interrupción)	105 ns
TSD (tiempo inhibición-interrupción)	30 ns
TAS (tiempo accionamiento dirección-interrupción)	0 ns
TAH (tiempo mantenimiento dirección-interrupción)	0 ns
TSON (tiempo interrupción-conexión)	40 ns
TSOF (tiempo interrupción-desconexión)	60 ns

el número de filas de las memorias ROM en el sistema de memoria.

Sistema de bajo ciclo de trabajo

En muchas aplicaciones, un circuito de memoria solo necesita estar funcionando durante cortos períodos de tiempo, durante los cuales se toman los datos de la memoria para ser utilizados o almacenados en cualquier lugar. La figura 10 muestra un diagrama generalizado de tiempos para un sistema en el cual un circuito de memoria está conectado sólo T_e segundos durante un determinado ciclo del sistema. Supóngase que este ciclo del sistema es de T_a segundos de duración, y que N_a ciclos activos son seguidos repetitivamente por N_d ciclos muertos cuando los circuitos integrados no se utilizan todos. Así, el consumo medio de energía si se utiliza interrupción de la alimentación está dado por:

$$\text{consumo medio de potencia} = \frac{P_1 T_c N_a}{T_a (N_a + N_d)},$$

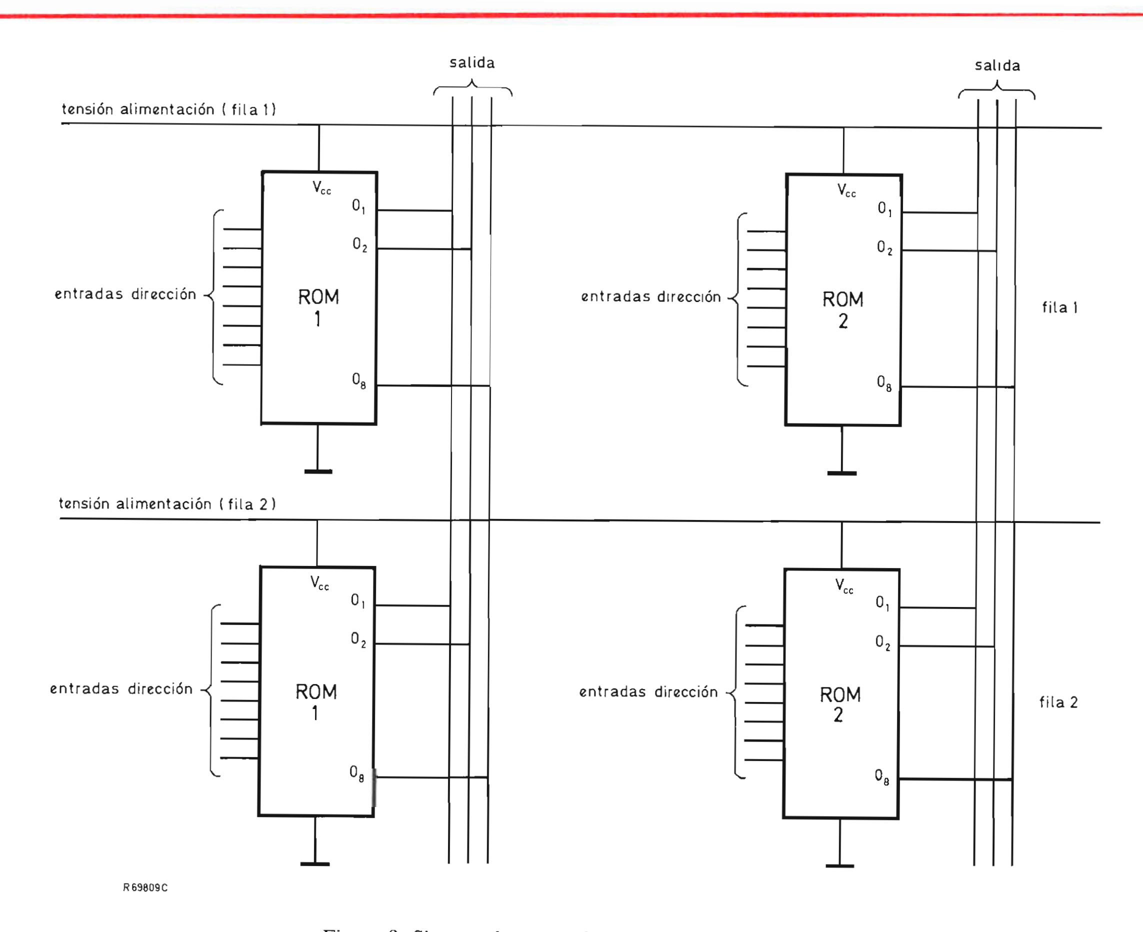


Figura 9. Sistema de memoria organizado con palabras.

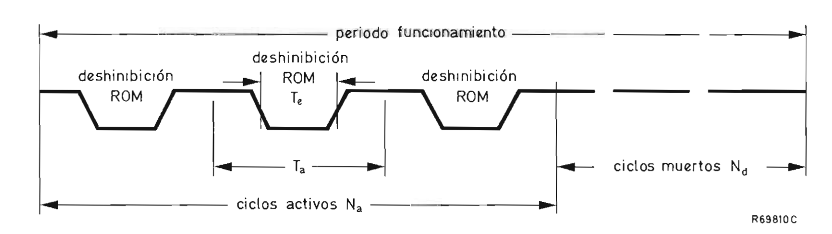


Figura 10. Formas de onda de temporización para un sistema de memoria de bajo ciclo de trabajo.

donde P_1 es el consumo de potencia del circuito integrado de memoria.

El ahorro de energía comparado con el mismo circuito de memoria sin interrupción de la alimentación está dado por:

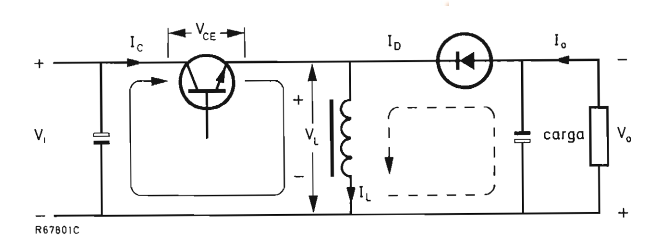
$$\text{ahorro de energía} = P_1 \left\{ 1 - \frac{T_e\, N_a}{T_a\,(N_a + N_d)} \right\}$$

El tanto por ciento de ahorro está dado por:

$$\%\ \text{de ahorro} = 100 \left\{ 1 - \frac{T_e\, N_a}{T_a\,(N_a + N_d)} \right\} \%.$$

Como ejemplo, considérese un sistema en el cual T_e = 200 ns, T_a = 1 µs y $N_d = 2N_a$. El tanto por ciento de ahorro de energía es mayor que el 93%.

Errata: el esquema publicado en la figura 1 del artículo "Fuentes de alimentación conmutadas en receptores de TV: circuitos con aislamiento de red", página 354 de Revista Miniwatt, volumen 17, N.° 7, es erróneo. Se reproduce a continuación el esquema correcto.



CIRCUITOS EXCITADORES DE VISUALIZADORES LED DE 7 SEGMENTOS

Los visualizadores LED de 7 segmentos son ideales para ser utilizados en aparatos alimentados por baterías y presentan las ventajas de pequeño tamaño y gran precisión de lectura. Este artículo describe los circuitos de excitación de estos visualizadores así como algunos ejemplos de aplicación.

Los visualizadores LED (diodo emisor de luz) de siete segmentos son muy populares en la actualidad como dispositivos de lectura en calculadoras de bolsillo, relojes, cajas registradoras, voltímetros digitales, frecuencímetros, etc. Son robustos y, en comparación con los instrumentos indicadores de bobina móvil, ofrecen la ventaja de su pequeño tamaño y su gran precisión de lectura. Estos visualizadores funcionan con 5 V y son ideales para aparatos alimentados por baterías.

Este artículo describe circuitos excitadores y de aplicación de los visualizadores de siete segmentos. La altura del carácter de estos visualizadores es de 7,6 mm, 11 mm y 19,6 mm y son de color rojo o amarillo. Son baratos porque tienen un único LED por segmento. Como su ángulo de visión es amplio (ángulo de visión α para una reducción del brillo de un 50% típicamente igual a 90°), su lectura es fácil. Su vida media (para una reducción del brillo de un 50%) es típicamente de 100.000 horas, es decir 11,4 años en servicio contínuo. En la tabla 1 se dan las características más importantes basadas en los datos más recientes.

Circuitos excitadores

Decodificadores BCD-siete segmentos/excitadores con y sin memoria

La tabla 2 contiene como ayuda de diseño, los decodificadores BCD a siete segmentos/excitadores sin y con memorias para una entrada TTL y MOS, junto con sus características estructurales. Todos los excitadores son adecuados para excitar directamente a los visualizadores LED de forma contínua (no estroboscópica) con c.c. El tipo N9374 tiene una entrada de 10 μA (típica) sin utilizar la memoria.

Excitadores de segmento y de dígito

La ventaja de una técnica de excitación estroboscópica frente a la de excitación contínua (c.c.) es que para cierto número mínimo de dígitos se utiliza un decodificador/excitador común a todos los dígitos del visualizador (tiempo compartido), con lo que el coste del circuito lógico se reduce a pesar de la existencia del sistema de exploración de dígitos. Para una visualización libre de parpadeo, la velocidad estroboscópica debe ser superior a 50 Hz o por lo menos cinco o seis veces superior a la frecuencia de vibración de los visualizadores sujetos a ella.

En los visualizadores estroboscópicos son necesarios acopladores para elevar la corriente de salida del decodificador a un nivel suficiente como para excitar el segmento. Se requieren acopladores de la corriente de salida más elevados aún para el acoplamiento con el explorador de dígitos (corriente de pico del dígito siete veces mayor que la corriente del segmento).

Las figuras 1 a 4 muestran diferentes circuitos de acoplamiento cuyos detalles se dan en las tablas 3 a 6. Para corrientes moderadas están disponibles encapsulados de excitadores múltiples de espacio reducido con patillas en doble línea (figura 1; tablas 3 y 4). Hay que recordar que, debido a la disipación admisible en el

Tabla 1. *Visualizadores de siete segmentos.*

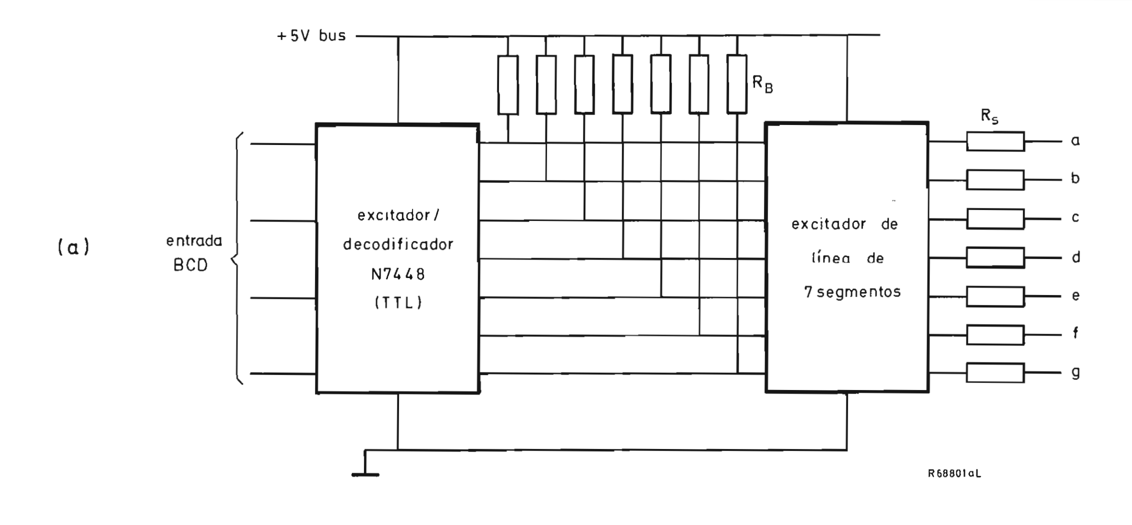
altura caracter (mm)	color	ánodo común (a.c.) o cátodo común (c.c.)	tipo número				$^{a}I_F$ máx (mA)	$^{b}I_{FM}$ máx (mA)	$^{c}V_R$ máx (V)	P_{tot} máx (mW)	V_F típ a I_F = 20 mA (V)	I_v típ a I_F = 20 mA (µcd)
			.8	8.	+1	18						
7,6	rojo	a.c.	CQY81	CQY81A	CQY81B		30	160	3	400	1,6	250
7,6	amarillo	a.c.	CQY81C	CQY81D	CQY81E		30	160	3	400	1,8	250
11,0	rojo	a.c.	CQY82	CQY82A	CQY82B		30	160	3	400	1,8	250
19,6	rojo	a.c.		CQY84			25	160	3	400	1,6	250
19,6	rojo	c.c.				CQX85	30	160	3	400	1,6	500

[a] Corriente directa máxima nominal por segmento o punto decimal (c.c.)
[b] Corriente directa de pico máxima nominal por segmento o punto decimal.
[c] Tensión inversa continua máxima nominal.

Tabla 2. *Excitadores/decodificadores BCD-siete segmentos y excitadores/decodificadores/con memoria*

n.° tipo	tecnología	sumidero o fuente	función	otras características[e]					salida	corriente por cada salida
				BI	RBO/BI	RBI	LT	LE		
N7446[a]	TTL	sumidero	decodificador/excitador		x	x	x		colector abierto	40 mA a V_{OL} = 0,27 V
N7447[b]	TTL	sumidero	decodificador/excitador		x	x	x		colector abierto	40 mA a V_{OL} = 0,27 V
N7448	TTL	fuente	decodificador/excitador		x	x	x		pull-up resistivo	5,8 mA a V_{OH} = 0,85 V[c]
N9374	TTL/MSI	sumidero	excitador/decodificador/memoria		x	x		x	corriente constante	15 mA
HEF4511	LOCMOS	fuente	excitador/decodificador/memoria	x			x	x	seguidor emisor NPN	25 mA[d]

[a] Tensión ruptura transistor salida 30 V.
[b] Tensión ruptura transistor salida 15 V
[c] Resistor externo de colector 820 Ω; sin resistor exterior puede entregar como mínimo 1,3 mA.
[d] V_{OH} = 3,54 V para V_{CC} = 5,0 V; V_{OH} = 8,75 para V_{CC} = 10,0 V; V_{OH} = 13,8 V para V_{CC} = 15,0 V.
[e] BI = entrada borrado; RBO = salida propagación borrado; RBI = entrada propagación borrado; LT = lámpara prueba; LE = acceso memoria.



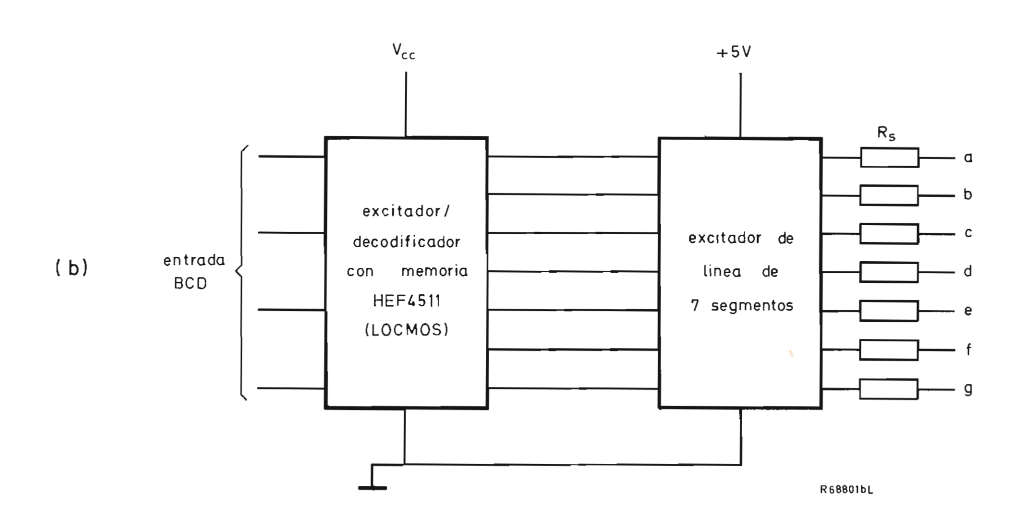


Figura 1. Circuitos excitadores de líneas de segmentos en combinación con (a) el N7448, (b) HEF4511 para visualizadores estroboscópicos (véase la tabla 4).

Tabla 3. *Excitadores de línea de segmentos y dígitos para absorción de corriente.*

tipo excitador	se acopla con	disposición	función	corriente por salida
N811	TTL, MOS	7 transistores NPN, emisor común	excitador 7 segmentos	50 mA
NE582B	TTL, MOS	6 transistores dobles NPN, emisor común	excitador 6 dígitos	400 mA
ULN2001A	TTL, (LOC) MOS	7 pares Darlington, emisor común	excitador 7 segmentos	110 mA
ULN2002A	PMOS (14 V a 25 V)	7 pares Darlington, emisor común	excitador 7 dígitos	500 mA
ULN2003A	TTL, LOCMOS (5 V)	7 pares Darlington, emisor comun	excitador 31/2 dígitos	770 mA[a]

[a]Seis o siete excitadores dos por dos en paralelo; 500 mA máximo por cada excitador

Nota: El substrato conectado a masa.

Tabla 4. *Excitadores de siete segmentos con encapsulado (dual in-line) con capacidad de absorber hasta 100 mA (véase la figura 1).*

excitador	máxima corriente de línea de segmentos	R_B (Ω)	Fig.
N811	50 mA a $V_{CE} \leqslant 0{,}8$ V	1000	1*a*
ULN2001A	110 mA a $V_{CE} \leqslant 1{,}3$ V	∞	1*a*
ULN2002A	110 mA a $V_{CE} \leqslant 1{,}3$ V, acoplamiento directo con PMOS	–	–
ULN2003A	110 mA a $V_{CE} \leqslant 1{,}3$ V, $V_{CC} \geqslant +5$ V	0	1*b*

encapsulado, la corriente permisible por excitador es inferior si conducen todos o varios excitadores que si conduce solamente uno. Si son necesarias corrientes elevadas, se tiene el recurso de utilizar transistores discretos (figuras 2, 3 y 4; tablas 5 y 6).

Tabla 5. *Transistores excitadores de línea de segmentos con capacidad de absorber hasta 160 mA (véase la figura 2).*

TR	máxima corriente de línea de segmentos
BC546A	60
BC546B	100
BC338-16	120
BC338-25	160

Para una distribución uniforme de la corriente del segmento (brillo del segmento uniforme), se colocan resistores limitadores de corriente en las líneas de los segmentos, no en las líneas de los dígitos. El valor de R_S se obtiene de:

$$R_S = (V_{CC} - V_F - \Sigma V_{CE})/I_{segm}\ (\text{pk}),$$

donde: V_{CC} = tensión de alimentación del visualizador,

V_F = tensión directa del segmento,

ΣV_{CE} = suma de las tensiones de caída de colector de los excitadores de segmento y de dígito,

$I_{segm(pk)}$ = corriente de pico del segmento (no debe exceder el valor de pico máximo especificado $I_{FM\ máx}$).

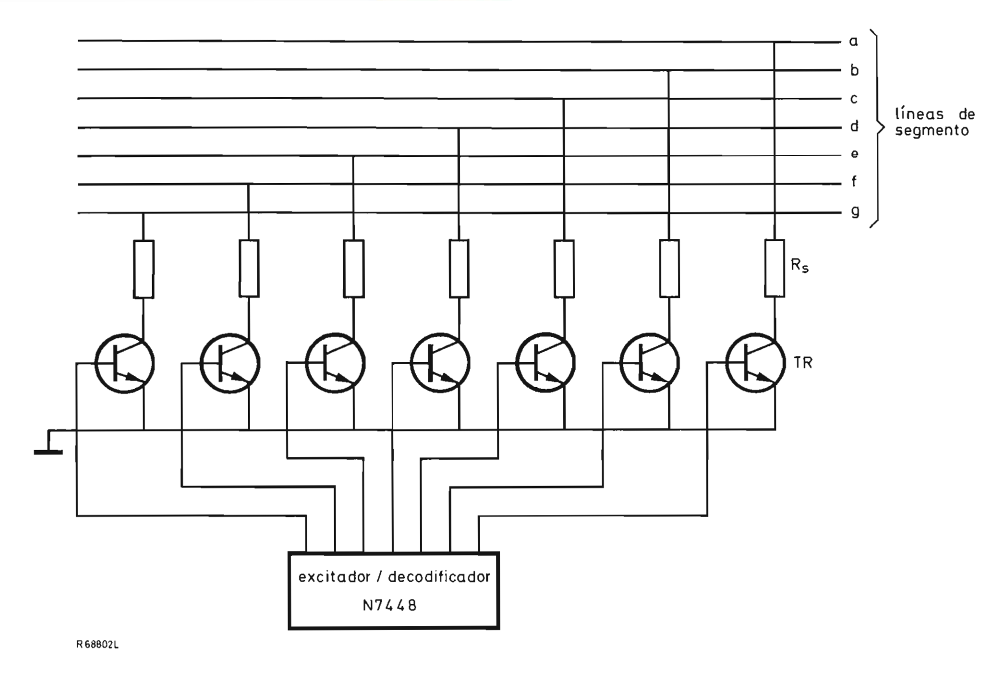


Figura 2. Excitadores de líneas de segmentos con transistores discretos para visualizadores de ánodo común en combinación con el N7448 (véase la tabla 5).

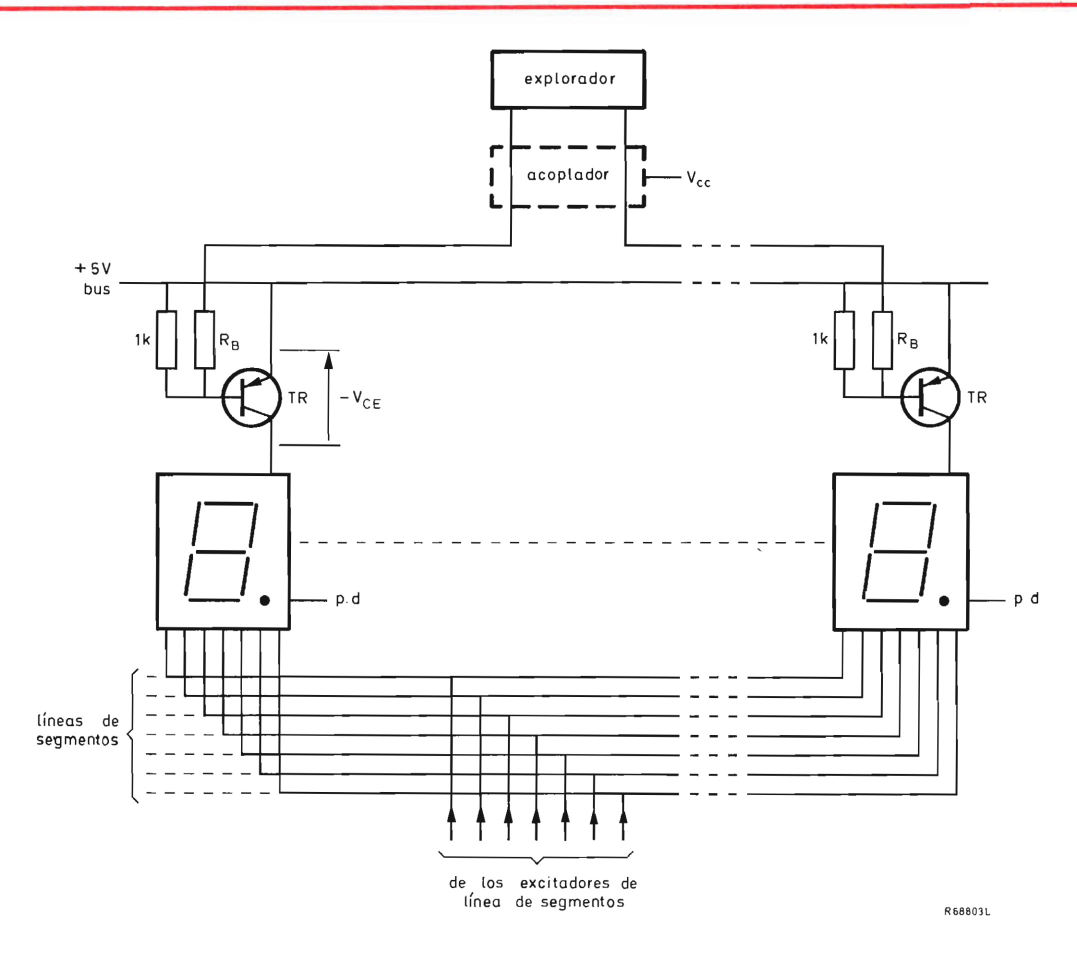


Figura 3. Excitadores de dígito con transistores discretos para visualizadores de ánodo común. El explorador o el acoplador debe tener capacidad de absorber elevada corriente (véase la tabla 6) p.d. = entrada del punto decimal.

Tabla 6. *Excitadores de dígito con capacidad de absorber hasta 2,3 A de corriente de pico (véase la figura 3).*

circuitos lógicos de excitación de base para los transistores TR			corriente de base requerida	R_B	mínima corriente pico dígito disponible (A) a $-V_{CE} \leqslant 1$ V para TR^d		
tipo	tecnología	función	(mA)	(Ω)	BC328-16	BC369	BD330
cualquier salida TTL normal			⩾8	390	0,4	0,6	0,6
cualquier salida TTL normal			⩾16	180	0,5	0,95	1,0
74LS138	Schottky TTL	demultiplexor/decodificador línea 3 a 8	⩾30	100	0,55	1,2	1,4
N7416	TTL	excitador[a]/acoplador inversor séxtuple	⩾40	75	0,6	1,3	1,7
N7417	TTL	excitador[a]/acoplador séxtuple	⩾40				
N74145	TTL	excitador[a]/decodificador BCD-decimal	⩾80	39	0,7	1,5	2,3
HEF4049	LOCMOS	excitador/acoplador inversor séxtuple	⩾5[b]	0	0,3	0,45	0,45
HEF4050	LOCMOS	excitador/acoplador séxtuple	⩾17[c]	100	0,5	1,0	1,05

[a] Salidas en colector abierto

[b] Para $V_{CC} = 5$ V

[c] Para $V_{CC} = 10$ V

[d] BC328-16: hasta 3 dígitos ; BC369: de 4 a 8 dígitos ; BD330: más de 8 dígitos.

El resistor de base R_B (en la figura 1 y tabla 4) no debe ser menor que 820 Ω con el fin de no exceder las posibilidades de absorción de corriente recomendadas para el decodificador/excitador N7448 ($I_{sink} \leqslant 6{,}4$ mA).

La corriente que se obtiene del N7448 (en la figura 2 y la tabla 5) es 1,3 mA para $V_{OH} = 0{,}85$ V, para la cual se especifican en la tabla 5 las corrientes de segmento que se pueden alcanzar.

Una elevada corriente de pico de dígito en los visualizadores de anodo común requiere un circuito explorador con elevada capacidad de absorber corriente para

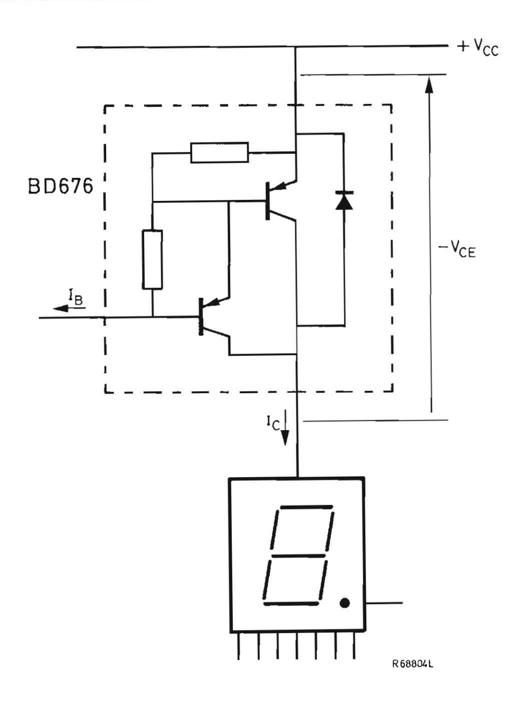


Figura 4. Excitador de dígito de elevada corriente del tipo Darlington. Este circuito es compatible con los dispositivos MOS ($-I_B = 2$ mA para $-I_C \geqslant 1{,}5$ A para $-V_{CE} = 3$ V).

controlar los transistores excitadores de dígito (figura 3). Esto es especialmente cierto para corrientes de colector elevadas para las que la ganancia de corriente h_{FE} tiende a ser muy baja. En la tabla 6 se dan algunas sugerencias.

Los excitadores de dígito tipo Darlington (figura 4) tienen la ventaja de una ganancia de corriente extremadamente elevada ($h_{FE} \geqslant 750$ con $-V_{CE} = 3$ V y $-I_C =$ 1,5 A para el transistor BD676) y por lo tanto son compatibles con dispositivos MOS. Una desventaja es la variación en la tensión de saturación de colector (1 V típico y 2,5 V máximo para el BD676); esto puede exigir una tensión continua de alimentación del visualizador de 10 V para asegurar el brillo uniforme del dígito.

Circuitos de aplicación

En este apartado se describen circuitos prácticos de visualizadores estroboscópicos y no estroboscópicos que funcionan con datos en código binario-decimal (BCD) tanto en serie como en paralelo. Cuando la entrada de datos es en serie, la elección entre una visualización estroboscópica y no estroboscópica es cuestión de precio y de organización del circuito integrado. Los circuitos de excitación estroboscópica son propensos a producir más interferencias de radiofrecuencia que los de excitación no estroboscópica porque el valor de di/dt producido por las interrupciones es más elevado. Con la entrada de datos en paralelo, no se recomienda en general excitación estroboscópica debido a la complejidad que acarrea. Los circuitos que se describen son los siguientes:

- visualizador no estroboscópico con entrada en código BCD en paralelo;
- visualizador no estroboscópico con entrada BCD en serie;
- visualizadores estroboscópicos con entrada BCD en serie (6 y 3½ dígitos);
- visualizador estroboscópico con entrada BCD en paralelo (8 dígitos);
- visualizador no estroboscópico síncrono que elimina las interferencias de radiofrecuencia con entrada BCD en serie;
- indicador de canales para TV.

Visualizador no estroboscópico con entrada BCD en paralelo

La figura 5 muestra el circuito visualizador más sencillo. Como la excitación no es estroboscópica, hay tantos decodificadores/excitadores como dígitos visualizados. La tabla 7 contiene los detalles. Con el fin de reducir el precio de la fuente de alimentación, los visualizadores pueden alimentarse a partir de corriente alterna no filtrada (véase la figura 10). En este caso, R_s se debe elegir de tal manera que no se exceda el valor máximo especificado de la corriente media de segmento. El N9374 tiene

Tabla 7. *Véase la figura 5.*

excitador/decodificador/ (memoria)	memoria	R_s a V_{CC} = 5 V
N7447		150 Ω a 330 Ω
N9374	x	0

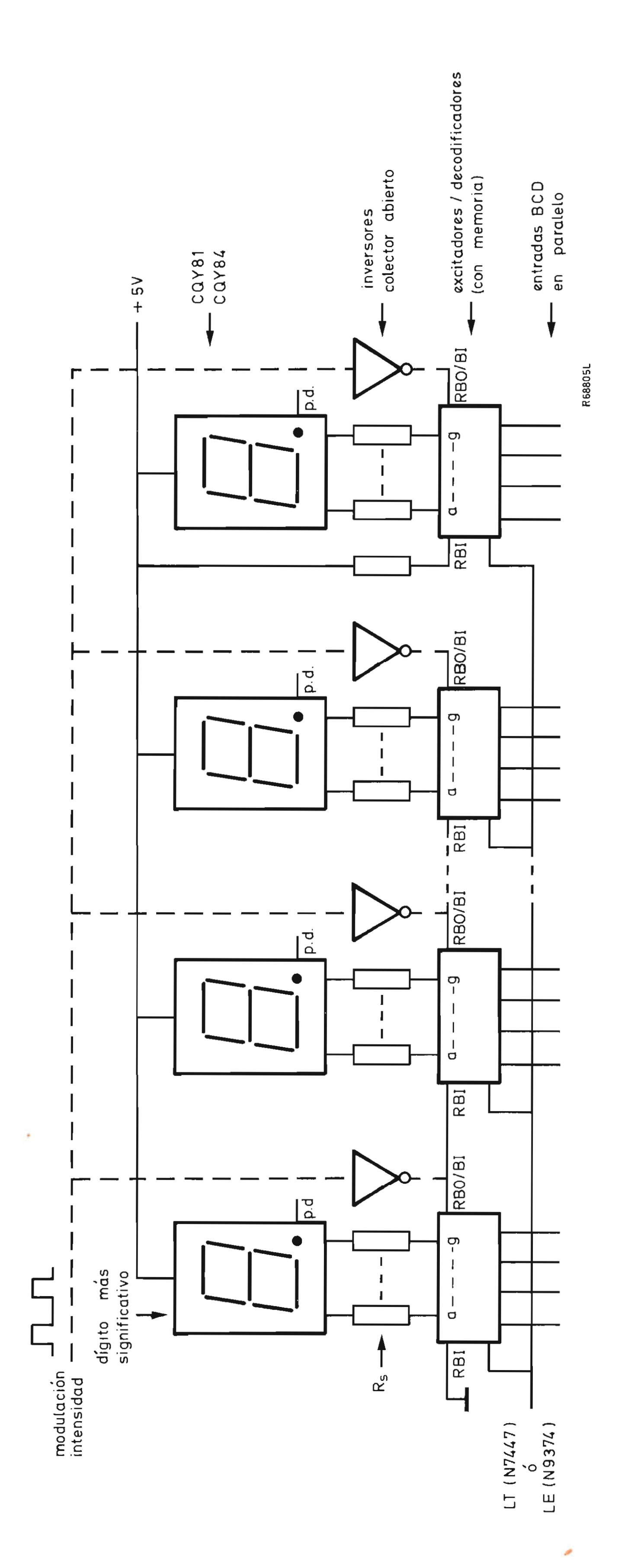


Figura 5. Visualizador no estroboscópico de ánodo común con una entrada BCD en paralelo. p.d. = entrada del punto decimal. Véase la tabla 7.

unas características constantes de absorción de la corriente de salida, por lo que no necesita resistores de compensación. Sin embargo, se debe tener cuidado de no exceder los valores nominales de potencia del N9374 y la tensión máxima que puede aplicarse a la salida sin dañarlo tanto en estado de conducción como en estado de bloqueo.

La modulación de intensidad se consigue variando la señal/reposo de la entrada inversora de señal (parte del circuito dibujada con línea a trazos); estos inversores de colector abierto junto con los nodos RBO/BI, actúan como puertas "O" cableadas.

Visualizador no estroboscópico con entrada BCD en serie

En el circuito de la figura 6, las memorias de los excitadores/decodificadores/con memoria, N9374, transforman los datos de entrada BCD en serie en datos en paralelo para excitar el visualizador con corriente continua. El circuito posee además un punto decimal flotante y la posibilidad de apagarlo, modulación de intensidad (extensión del circuito de acuerdo con la parte a trazos de la figura 5) y apagado selectivo (apagado de los ceros no significativos) de los dígitos. Si el sistema debe ser alimentado con corriente alterna no filtrada, deben observarse las medidas incluidas en el apartado anterior. El circuito es adecuado para relojes, calculadoras, voltímetros digitales, etc.

Visualizadores estroboscópicos con entrada BCD en serie

La figura 7 muestra circuitos visualizadores estroboscópicos de hasta 6 dígitos con tecnología TTL y LOC-MOS. Según la organización del nivel lógico de la entrada de dirección del dígito, se deben utilizar acopladores/excitadores séxtuples inversores o no inversores para controlar los excitadores de dígito BC369. Si el direccionamiento es binario, los acopladores N7416 y N7417 son reemplazados por un excitador/decodificador BCD-decimal N74145 (con capacidad de absorber una corriente de 80 mA).

En el circuito visualizador de 3½ dígitos para reloj o voltímetro digital de la figura 8, el ½ dígito es excitado sin interrupción. En este circuito, las posibilidades de la salida (50 mA) del N811 limitan la corriente media de segmento a aproximadamente 15 mA. Si es necesaria una mayor corriente de segmento, se debe utilizar el ULN2003A; en este caso, se omiten los resistores de base de 1,5 kΩ y el valor de los resistores de compensación R_s es el calculado por la expresión indicada anteriormente.

En los circuitos de la figura 7b y 8, la diferencia permisible entre las alimentaciones de la lógica y el visualizador está restringida al valor máximo especificado, 5 V, de la tensión base-emisor $-V_{EBO}$ de los transistores excitadores de dígito.

Visualizador estroboscópico de 8 dígitos con entrada BCD en paralelo

El circuito de la figura 9 es útil cuando se dispone de una fuente de datos en código BCD en paralelo, pero se prefiere un visualizador estroboscópico. En el esquema, el excitador/decodificador BCD-decimal, N74145, permite secuencialmente que las salidas de los multiplexores con memoria de tres estados 8T10 conviertan la entrada BCD en paralelo en una en serie; simultáneamente, el N74145 absorbe la corriente de base adecuada para los excitadores de dígito BC369. Se ha elegido una frecuencia de exploración de 1 kHz (en funcionamiento libre) para una visualización libre de parpadeo. La entrada muestra/retención permite que las memorias del 8T10 efectúen la lectura de los datos de entrada independientemente de la frecuencia de exploración.

En cualquier visualizador, el número de dígitos está determinado por la relación entre la máxima corriente de pico por segmento permitida y la corriente media necesaria para obtener la luminosidad adecuada; en este circuito, utilizando el CQY81 es 160 mA/20 mA = 8 dígitos.

Cuando se dispone de una fuente de datos en serie, el circuito puede adaptarse fácilmente omitiendo los multiplexores con memoria 8T10 y controlando los excitadores de dígito BC369 a partir de líneas de dirección a través de acopladores, similar a la figura 7a.

Visualizador síncrono no estroboscópico con entrada BCD en serie

El circuito de la figura 10a combina las ventajas de utilizar una alimentación del visualizador rectificada y no filtrada con lectura síncrona, eliminando esta última

Tabla 8. *Véase la figura 6.*

memoria de N bits	número de dígitos N
N7475	$N \leq 4$
N74100	$5 \leq N \leq 8$

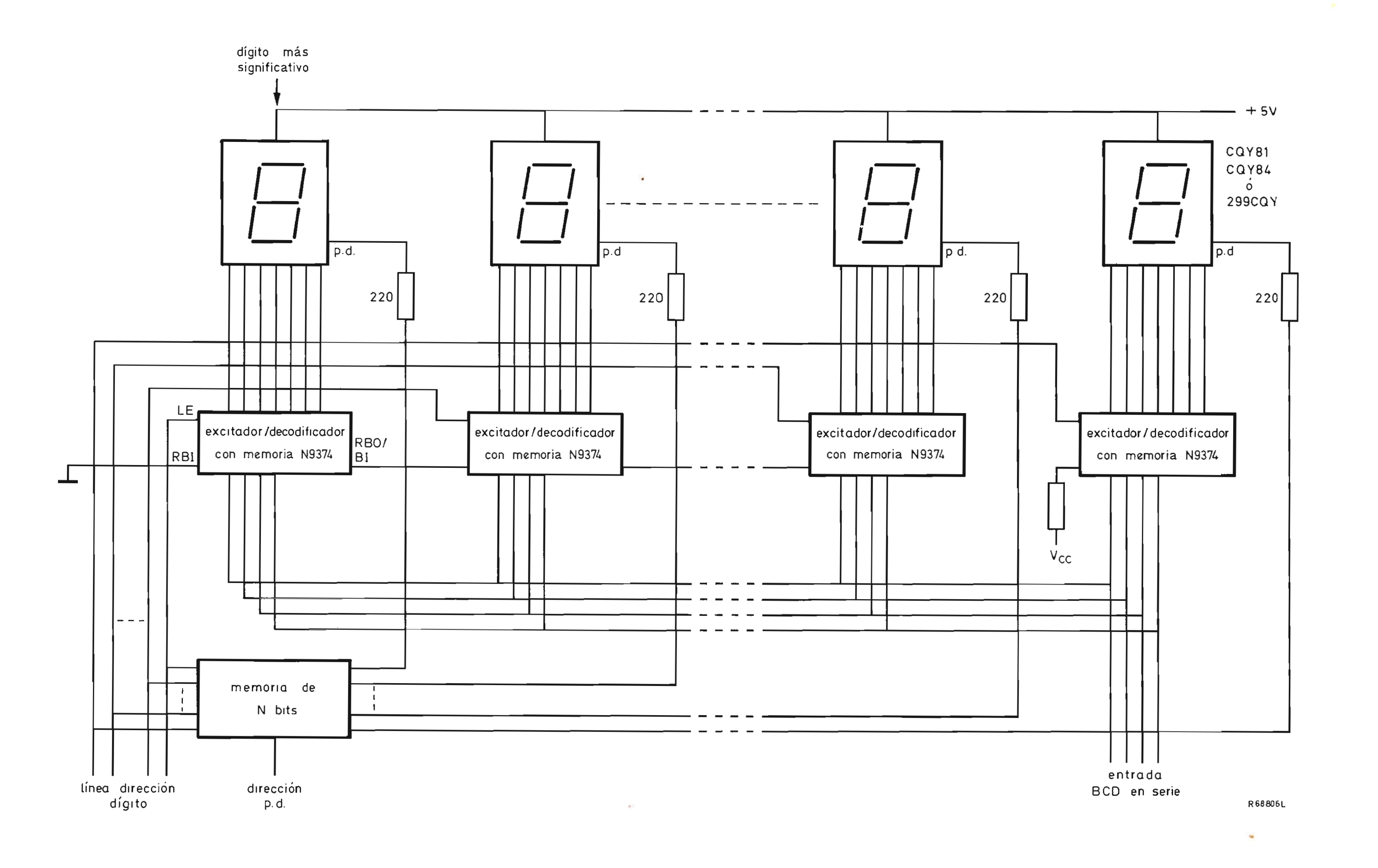


Figura 6. Visualizador no estroboscópico de ánodo común con entrada BCD en serie y punto decimal flotante (p.d.). Véase la tabla 8.

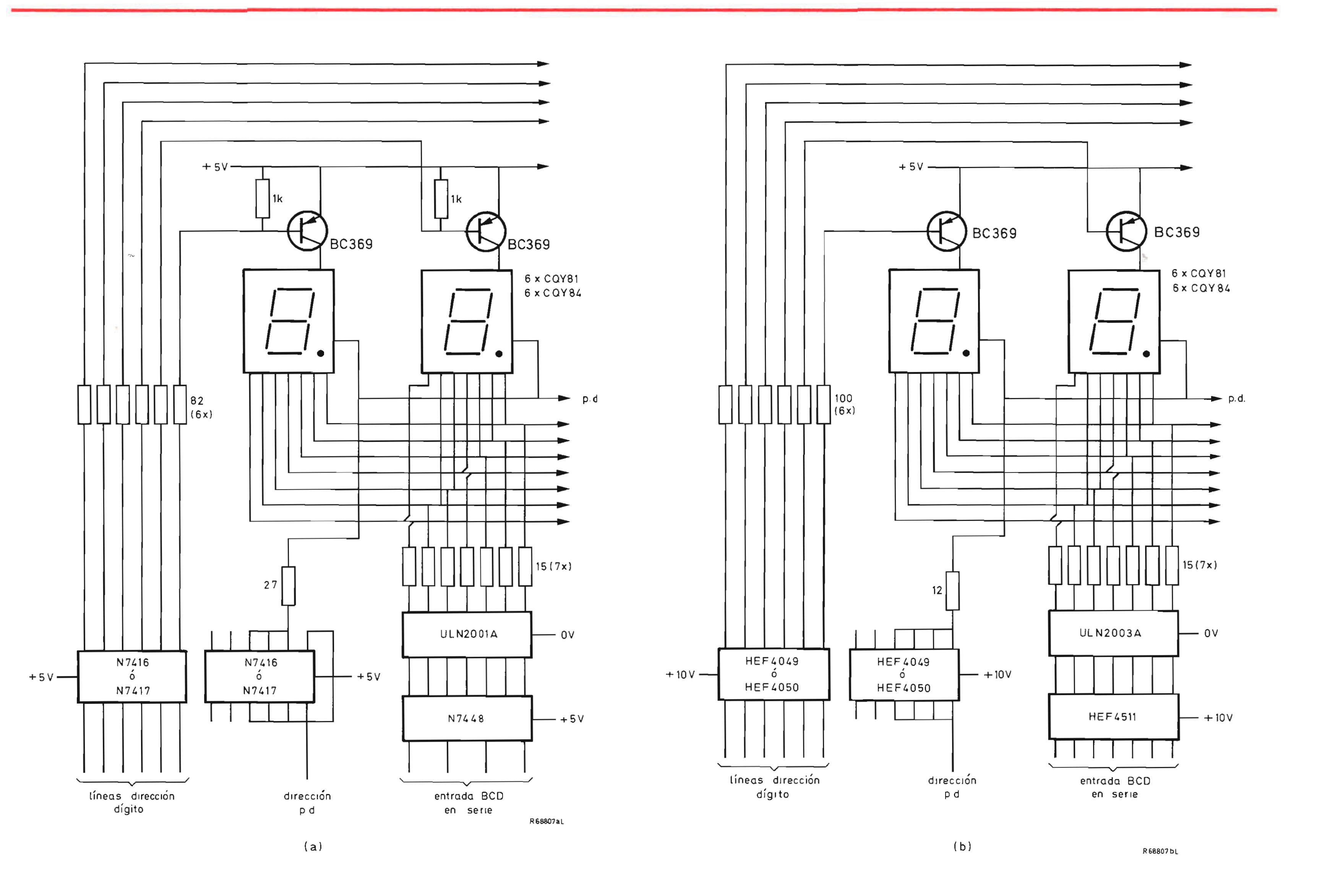


Figura 7. Visualizador estroboscópico de 6 dígitos con entrada BCD en serie; (a) TTL, (b) LOCMOS. N7416, HEF4049 = acoplador/excitador inversor séxtuple; N7417, HEF4050 = acoplador excitador séxtuple.

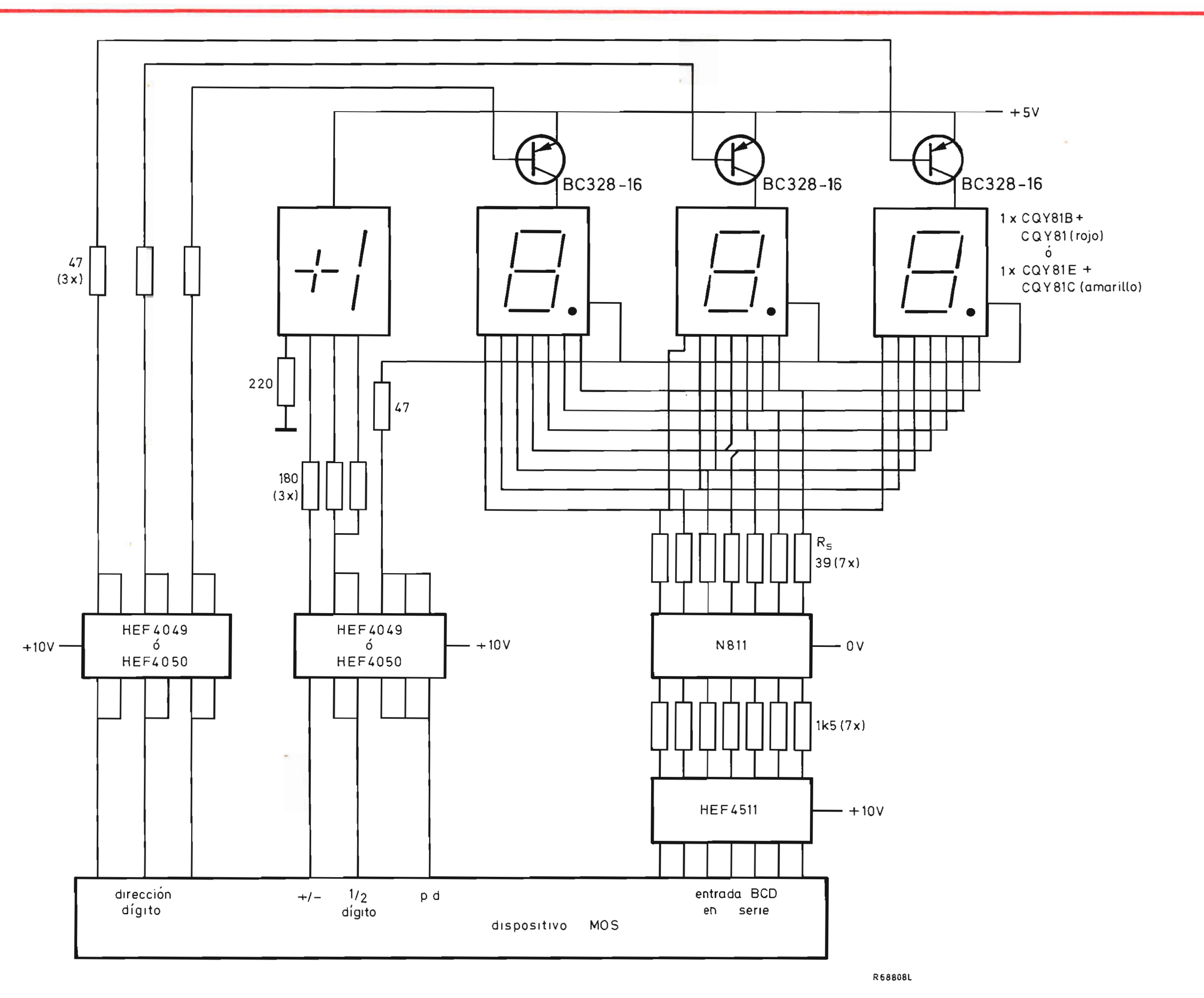


Figura 8. Visualizador estroboscópico de 3½ dígitos (omitiendo la visualización del signo) para reloj o para voltímetro digital con entrada BCD en serie; el visualizador de ½ dígito tiene excitación de c.c. p.d. = salida del punto decimal.

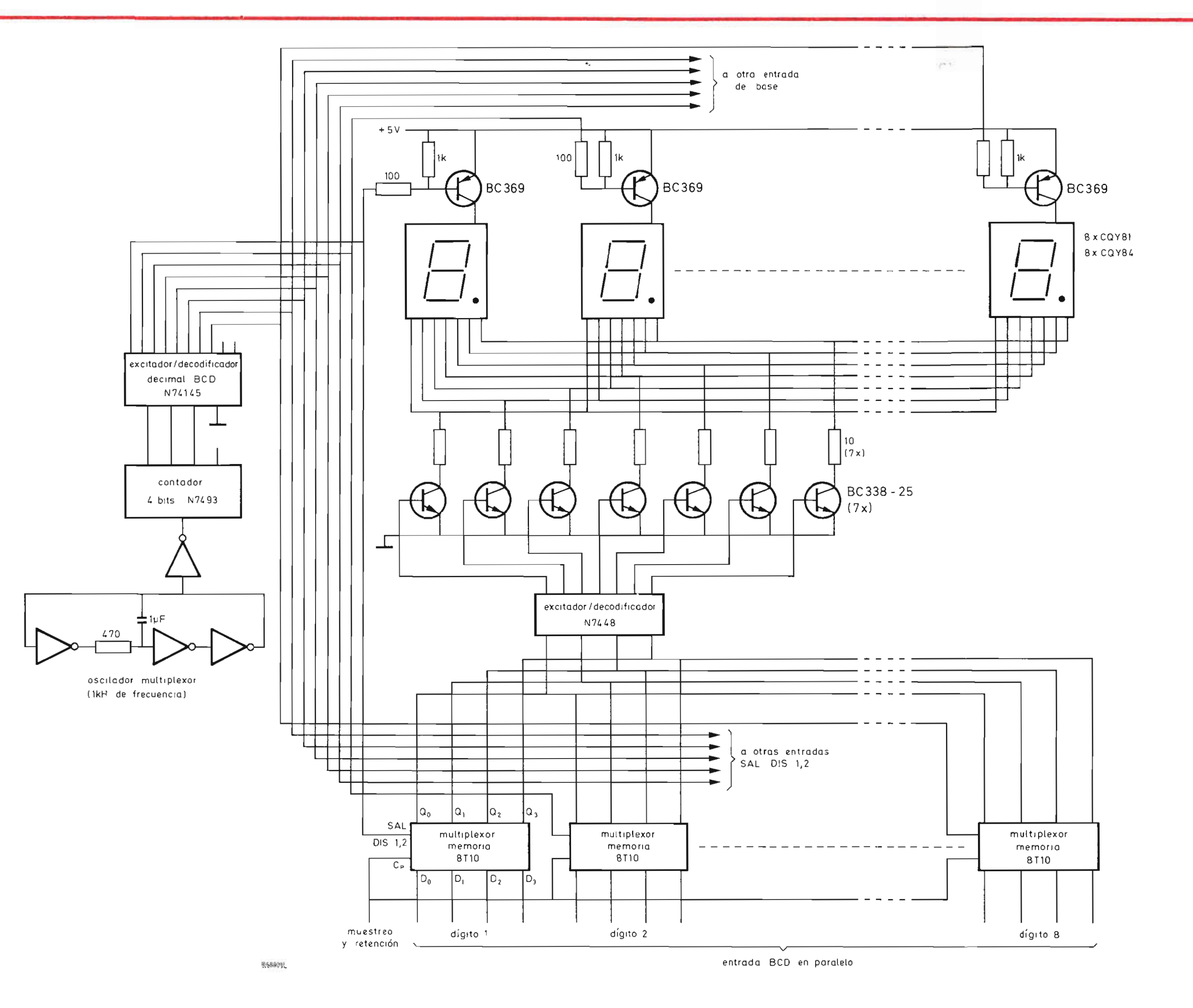


Figura 9. Visualizador estroboscópico de 8 dígitos con entrada BCD en paralelo. El inversor séxtuple N7404 puede utilizarse para el oscilador multiplexor.

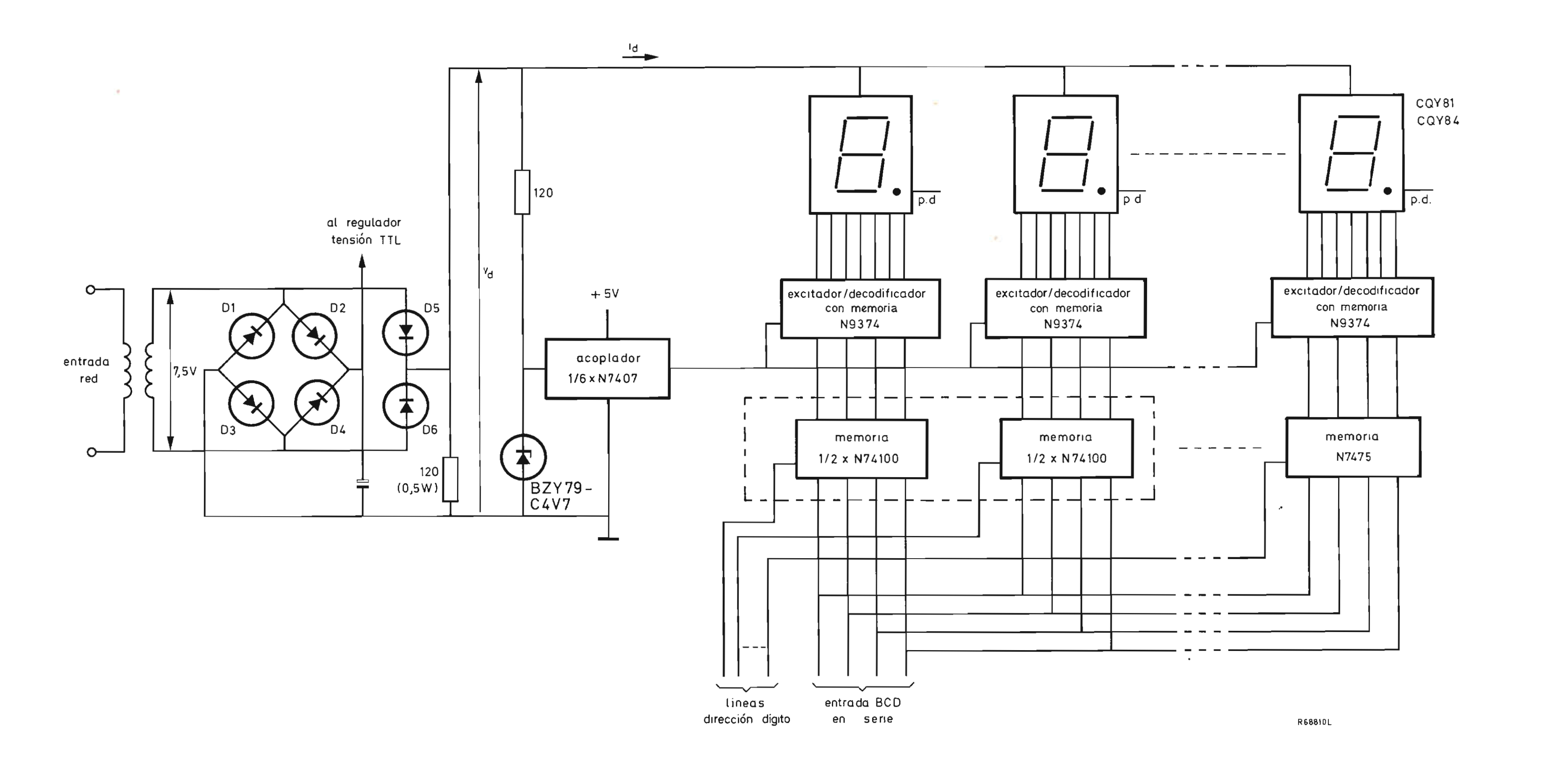


Figura 10a. Visualizador síncrono no estroboscópico alimentado de una entrada de c.a. no filtrada.

la interferencia de radiofrecuencia debida a la conmutación de las corrientes del visualizador. Las ventajas que aporta una alimentación no filtrada son:

- mejor utilización del transformador de red;
- reducción de la carga del regulador de tensión TTL ya que el visualizador se alimenta de un rectificador de onda completa separado;
- reducción del valor del condensador de filtro ya que se toma menos corriente de la alimentación filtrada.

Los datos son leidos en el visualizador en sincronismo con el cruce por cero de la tensión de red (período t_e en las formas de onda de la figura 10b), cuando los decodificadores/excitadores/con memoria, N9374, están capacitados. Como el visualizador no puede cambiar estando presente la tensión v_d, no se puede efectuar la conmutación de la corriente de los segmentos y la consiguiente interferencia de radiofrecuencia. El di/dt debido al dv/dt de la tensión de red produce una interferencia de radiofrecuencia despreciable incluso si el N9374 tiene una

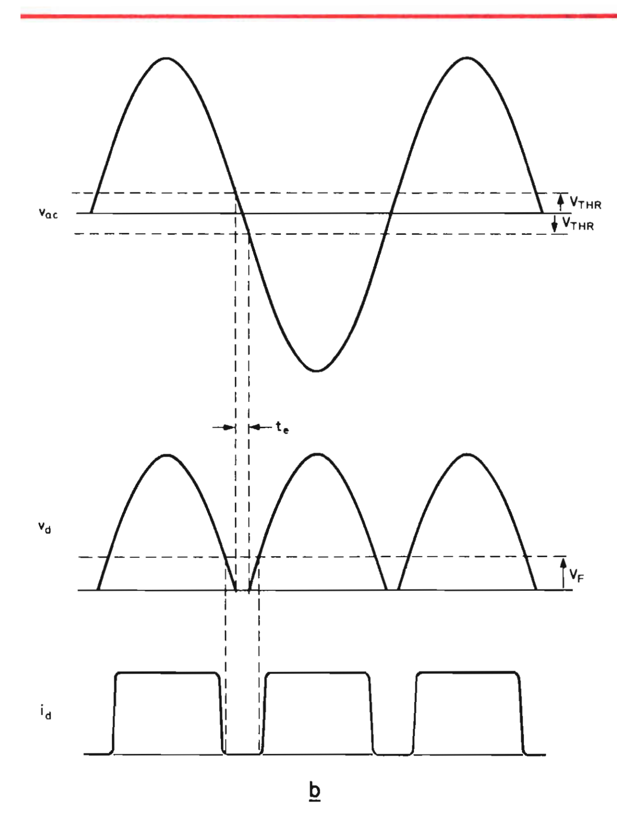


Figura 10b. Formas de onda correspondiente al circuito de la figura 10a. V_{TRH} = tensión umbral de los diodos rectificadores; V_F = tensión directa de segmentos.

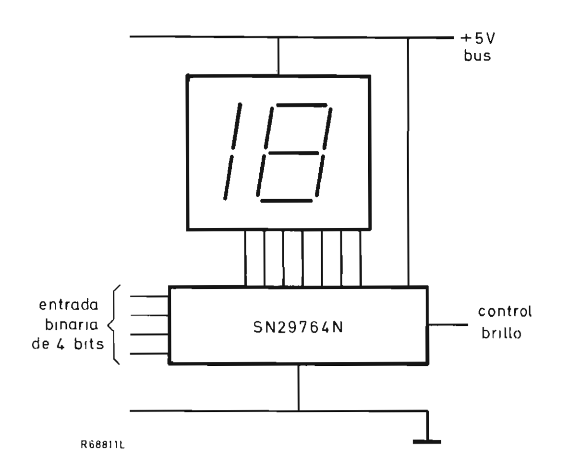


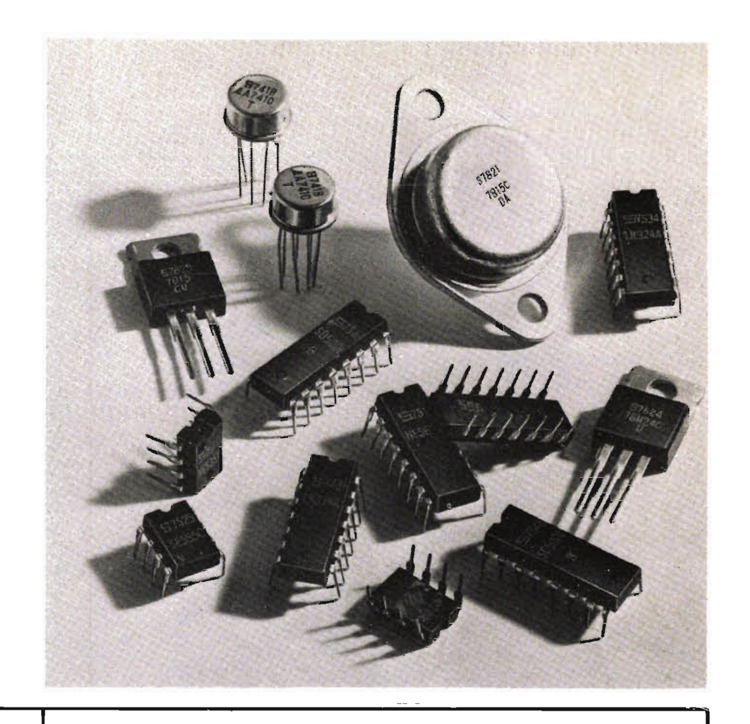
Figura 11. Visualizador indicador de canal de TV.

característica de salida de fuente de corriente constante. La tensión de pico de alimentación del visualizador es limitada por el valor límite de potencia del N9374 y por la tensión máxima permitida en la salida. Para la visualización del punto decimal flotante referirse a la figura 6.

Indicador de canal de TV

La figura 11 muestra la utilización del visualizador de 1½ dígitos 298CQY como indicador de canal controlado por el excitador/decodificador "binario +1" SN29764N de Texas Instruments, que dispone de una entrada de control de brillo para adaptar la intensidad luminosa del visualizador a las condiciones de iluminación del ambiente (célula de CdS).

Circuitos integrados analógicos



AMPLIFICADORES OPERACIONALES

NE/SE531	Rápido
NE/SE532	Doble
NE/SE535	Rápido
NE/SU536	Entradas con FET
NE/SE538	Ultra-rápido sub-compensado
MC1456/1556	Alta calidad
MC1458/1558	Doble
µA709/709C	Aplicaciones generales
µA740/740C	Entradas con FET
µA741/741C	Aplicaciones generales
µA747/747C	Doble
µA748/748C	Aplicaciones generales
LM101/201	Alta calidad
LM101A/201A/301A	Alta calidad
LM107/207/307	Aplicaciones generales
LM108/208/308	Precisión
LM108A/208A/308A	Precisión
LM124/224/324	Cuádruple
LM158/258/358	Doble
TDA4250	Programable
TBA221D	µA741 menor ruido (Flat-pack)
TCA220	Triple
TCA410A/B	Seguidor
TCA520B/TCA680B	Rápidos
TDA1034	Bajo ruido

COMPARADORES

NE521/522	Doble ultra-rápido. Ampl. de lectura
NE/SE526	De tensión
NE/SE527/529	De tensión rápido
µA710/710C	Diferencial
µA711/711C	Aplicación general
LM111/211/311	Alimentación única 0-5V
LM119/219/319	Doble. Alimentación única 0-5V
LM139/239/339	Cuádruple. Alimentación única 0-5V
LM139A/239A/339A	Cuádruple (más precisión que el anterior)
MC3302	Cuádruple

REGULADORES DE TENSION

7805/06/08/12/14/15/18/24	Tensión pos. fija; 1A Entrada máx. 40V
78M05/06/08/12/15/20/24	Tensión pos. fija; 0,5A Entrada máx. 40V
78L2,6/5/6,2/12/15	Tensión pos. fija; 0,1A
78HV05/06/08/12/14/15/18/24	Tensión pos. fija; 1A Entrada máx. 60V
78MHV 05/06/08/12/15/20/24	Tensión pos. fija; 0,5A Entrada máx. 60V
78G	Tensión pos. ajustable; 1A
78MG	Tensión pos. ajustable; 0,5A
7905/5,2/06/08/12/15/18/24	Tensión neg fija; 1A
79M05/06/08/12/15/20/24	Tensión neg. fija; 0,5A
79G	Tensión neg. ajustable; 1A
79MG	Tensión neg. ajustable; 0,5A
NE/SE550	Precisión
µA723/723C	Precisión
NE551	Tensión pos. y neg. fija
LM109/209/309	Tensión positiva 5V, 1A

CONMUTADORES ANALOGICOS

SD5000/5001/5200	Conmutador cuádruple, 20/10/30V
SD5100/5101	Multiplexor cuádruple, 30/10V
SD5300	Conmutador de cruce 8 x 2

P.L.L. (Phase Locked Loops)

NE/SE560/561/562	Alta frecuencia
NE/SE564	Decodificador de modulación de fase
NE/SE565	Aplicaciones generales
NE/SE566	Generador de función
NE/SE567	Decodificador de tono

TEMPORIZADORES

NE/SE555	Aplicaciones generales
NE/SE556	Doble
NE/SE558	Cuádruple
NE/SE559	Cuádruple

Circuitos integrados para TV color

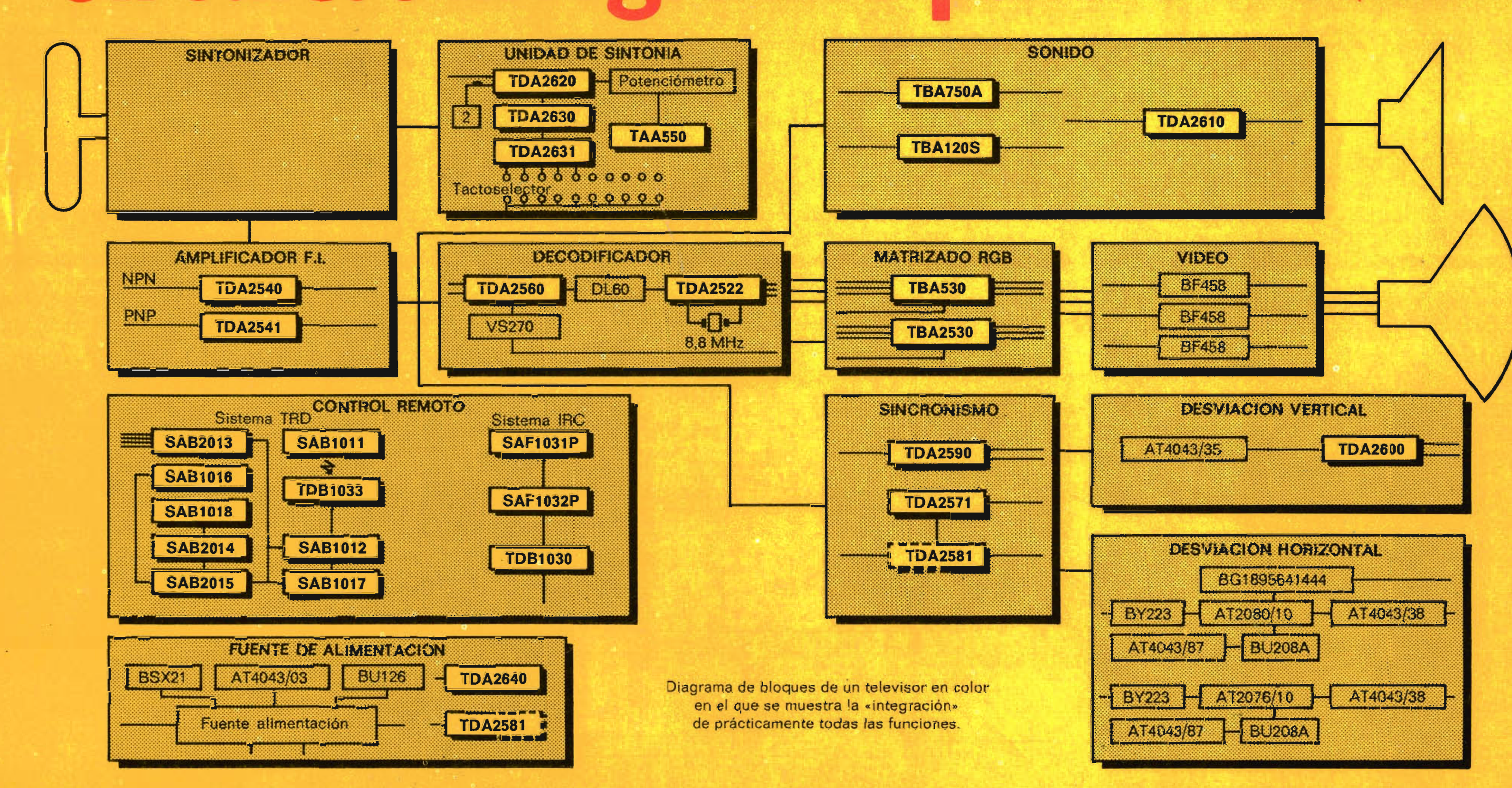


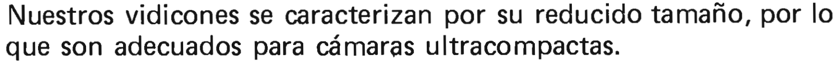
Diagrama de bloques de un televisor en color en el que se muestra la «integración» de prácticamente todas las funciones.

REVISTA de "Miniwatt"

Vol. 17-Núm. 10 NOVIEMBRE 1978 50 Ptas.



TUBOS DE CAMARA



Nuestros vidicones se caracterizan por su reducido tamaño, por lo que son adecuados para cámaras ultracompactas.
Poseen una amplia respuesta espectral, una elevada resolución, una baja corriente de oscuridad y una larga duración de vida con ausencia de deterioro por rayos X internos si trabajan con tensiones de cañón electrónico típicas.
Su sensibilidad es elevada y pueden ser empleados en ambientes con bajos niveles de iluminación.

DESVIACION Y ENFOQUE	DIAM.	REJILLA	LONGIT. (mm)	RESOLUCION (líneas TV)	APLICACION Industrial	Estudio	Médica	Científica	General	TIPO
MAGNETICO	1"	no separada	130	⩾600	●	●		●		XQ 1031
					●			●	●	XQ 1032
		separada	159	⩾1000		●		●		XQ 1240
					●	●		●	●	XQ 1241
				⩾60 líneas/mm			●	●		XQ 1280
							●	●		XQ 1285
				800	●	●		●		XQ 1440
			160	650	●			●		XQ 1442
			159	⩾600	●	●				XQ 1400
					●			●		XQ 1401
					●			●	●	XQ 1402
	2/3"	no separada	105	450	●			●	●	XQ 1270
		separada	105	600	●			●	●	XQ 1271
			108	650	●	●		●		XQ 1274
					●			●		XQ 1276
ELECTROSTATICO	2/3"	separada	105	⩾400	●			●	●	XQ 1272
			108	600	●	●		●		XQ 1275

REVISTA "Miniwatt"

VOLUMEN 17 - Número 10

Ro

Este artículo describe la panorámica completa que ofrecen los visualizadores con tubo de rayos catódicos y muestra que hasta ahora existía una laguna en la gama de componentes adecuados para ciertas clases de visualizadores de vídeo y de datos. Se introducen nuevos componentes que llenan esta laguna.

En este artículo se da una descripción detallada del circuito integrado TDA1060 diseñado para el control de fuentes de alimentación conmutadas, así como un esquema de aplicación del TDA1060 en un convertidor directo.

En este artículo se describe un método de generar la tensión de MAT que utiliza un transformador con diodo escalonado (diode split method). Finalmente se da un circuito práctico de una etapa de salida de línea con un transformador de este tipo.

En este artículo se da una descripción detallada de los detectores cerámicos piroeléctricos, se estudia el principio de funcionamiento y se dan algunas de sus múltiples aplicaciones: alarmas antirrobo, alarma contra incendios, interruptor de luz de escalera, indicador de velocidad, clasificador, radiómetros, análisis espectral, análisis de gases, etc.



REVISTA Miniwatt

PUBLICACION DE APLICACIONES ELECTRONICAS

DIRECCION: Luis Roiz Noriega. EDICION: Juan Garriga Pujol. REDACCION: María Dolores Forns-Samso. DELINEACION Y COMPAGINACION: Victoria Campillo Grau. SUSCRIPCION: Rosa María Torres.

PUBLICADA POR
COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números) . . . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . . . . 30 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR . . . . 50 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61

GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

COMPONENTES PARA MONITORES DE VIDEO Y TERMINALES DE DATOS

Este artículo describe la panorámica completa que ofrecen los visualizadores con tubo de rayos catódicos y muestra que hasta ahora existía una laguna en la gama de componentes adecuados para ciertas clases de visualizadores de vídeo y de datos. Se introducen nuevos componentes que llenan esta laguna.

Sistemas visualizadores con tubo de rayos catódicos

A pesar de las buenas perspectivas que presentan recientes tecnologías como la de los diodos luminiscentes, los cristales líquidos y los conjuntos de células de descarga de gas, los tubos de los rayos catódicos continúan estando en primera línea, tanto si la entrada es analógica como digital.

El tubo de rayos catódicos proporciona un punto de luz virtual sin inercia cuya luminosidad puede controlarse dentro de un amplio margen y que posee suficiente memoria para una presentación de datos suave, aunque sea capaz de cambiar instantáneamente.

Aunque no ha habido mejoras revolucionarias en los últimos años, la tecnología de los tubos de rayos catódicos continúa mejorando constantemente. Han sido desarrollados nuevos fósforos más brillantes, que proporcionan al diseñador una amplia gama de elección de la longitud de onda y una estrecha emisión de banda, con lo que actualmente existen más de 50 pantallas de diferentes fósforos para elegir. En el campo de la instrumentación, se utilizan nuevas técnicas de fabricación de la ampolla que proporcionan pantallas rectangulares planas para medidas de precisión. En el campo del entretenimiento, el desarrollo de tubos de imagen más cortos de 110° de desviación y los cátodos de caldeo rápido han sido bien recibidos por los constructores de televisores.

Los recientes desarrollos de circuitos integrados, particularmente microprocesadores y sus memorias asociadas, han producido un fuerte impacto en el campo del proceso de datos. Como los precios de estos nuevos dispositivos han bajado, ha sido posible construir terminales de datos y minicomputadoras a unos precios imposibles de imaginar. Como consecuencia, ha aumentado la demanda de estos tubos de rayos catódicos para ser utilizados en estos terminales.

Recientes estudios han revelado que mientras los tubos profesionales de alta resolución son excesivamente caros para terminales de datos, los tubos de imagen para televisión normales, no tienen suficiente calidad para esta aplicación.

Para satisfacer las demandas de este nuevo y rápidamente creciente mercado, se han desarrollado nuevos tubos de rayos catódicos junto con nuevos yugos de desviación y otros componentes que incluyen devanados. Este artículo describe los nuevos productos que se introducen ahora y la base de su desarrollo.

Clasificación de los visualizadores

Antes de considerar los productos en sí, se da una visión del área de mercado que se considera. Los visualizadores se pueden dividir en dos grupos distintos llamados visualizadores de vídeo y visualizadores de datos. En general, la diferencia entre ellos consiste en que mientras los visualizadores de vídeo reproducen señales directa o indirectamente originadas en una cámara de TV, como por ejemplo la televisión regular o los circuitos cerrados de TV, los visualizadores de datos reproducen caracteres o dibujos que tienen que ser leídos y que generalmente son creados electrónicamente como por ejemplo la generación de caracteres en un computador.

Los visualizadores de vídeo se pueden subdividir en dos grupos: de televisión regular y de televisión en cir-

cuito cerrado. Los visualizadores de datos también pueden dividirse en visualizadores alfa-numéricos y gráficos. A continuación se estudian los requisitos de cada grupo.

Televisión regular

Las necesidades de la televisión regular son bien conocidas y en este artículo no se intenta su discusión. Sin embargo, es interesante recordar que los tubos de imagen de televisión son observados a una distancia que nunca es tan corta como en el caso de otros sistemas visualizadores. Cuando se transmiten datos en forma de caracteres alfa-numéricos, como en caso de "Teletext" o "Viewdata", las imágenes no pueden ser consideradas datos porque los datos transmitidos tienen caracteres relativamente grandes, de fácil lectura desde la distancia de observación normal. Resulta más agradable recibir "Teletext" o "Viewdata" en color porque el contraste adicional de los colores mejoran la legibilidad de los caracteres pequeños, pero no son necesarios tubos de rayos catódicos especiales.

Televisión en circuito cerrado

Las aplicaciones de la televisión en circuito cerrado son muy numerosas, abarcan desde la vigilancia de pacientes en hospitales hasta la vigilancia en bancos, tiendas y áreas industriales. Como en la recepción de televisión, el observador mira toda la imagen pero con algunas diferencias. En primer lugar, el visualizador es estudiado, no sirve para entretener, lo que requiere una buena definición ya que el observador tiene que ser capaz de distinguir un pequeño cambio de un detalle como ocurre cuando se vigila una planta industrial por la noche, o leer un medidor importante en un panel de control de una refinería. En segundo lugar, el observador está cerca de la pantalla que puede ser una entre muchas, y son necesarias precauciones especiales de seguridad.

En general, las necesidades de los tubos de rayos catódicos para visualizadores de televisión en circuito cerrado han sido siempre satisfechas utilizando pequeños tubos de blanco y negro ya existentes, pero la introducción de estos nuevos tubos ofrece a los constructores de monitores un margen de posibilidades más amplio.

Visualizadores alfa-numéricos

Los visualizadores alfa-numéricos son en la actualidad el área de mayor crecimiento, y es en ella en la que se espera más interés por los nuevos productos. Los visualizadores alfa-numéricos pueden subdividirse en tres grupos: visualizadores básicos, de media página y de página entera. El visualizador básico presenta 40 caracteres por línea y puede ser adecuado para aplicaciones como en el caso de datos por teléfono, aplicaciones domésticas de los computadores, etc., que necesitan una resolución inferior a 1000 líneas. Los llamados visualizadores de media página, con 80 caracteres por línea necesitan una resolución más elevada (aproximadamente 1000 líneas), encuentran aplicación en los terminales de ordenador, procesadores de palabras y editores de textos, así como en periféricos de computadores. Los visualizadores de página completa, al ser mayores, necesitan aún mayor resolución, unas 2000 o más líneas en la pantalla.

Visualizadores gráficos

Los visualizadores gráficos son muy recientes. Los últimos avances en circuitos integrados han hecho posible visualizar dibujos tridimensionales en la pantalla a partir de una entrada de las coordenadas x, y, z. Esto repercute actualmente en la industria pues problemas de diseño complejos tienen ahora una solución sencilla en técnicas como la construcción de edificios, el análisis estructural de puentes, en la investigación acústica e incluso en el diseño de circuitos. Mediante la visualización gráfica, un computador puede incluso diseñar su nueva generación. No obstante, los requisitos de los visualizadores gráficos como los alfa-numéricos de página completa, caen dentro del área llamada profesional con tubos especiales de alta resolución.

¿Qué se puede ofrecer?

Para llenar la laguna existente entre los tubos de imagen para entretenimiento y los tubos monitores profesionales, se ha desarrollado recientemente una gama de tubos de rayos catódicos que cubren todos los requisitos, desde la televisión en circuito cerrado hasta los visualizadores de media página alfa-numéricos tanto para visualización de vídeo como para terminales de datos.

La gama de nuevos tubos de rayos catódicos, todos ellos monocromáticos, consta básicamente de cuatro tipos, dos tubos de 9 y 12 pulgadas con un ángulo de desviación de 90° y otros dos de 12 y 15 pulgadas con 110° de desviación. Cada uno de ellos puede ser suministrado con o sin la cara de la pantalla anti-reflexiva y en tres clases de fósforos.

Se han diseñado yugos de desviación para estos tubos, y los cuatro tipos pueden ser equipados con tres yugos diferentes. También están disponibles transformadores

de salida y de excitación de línea, así como controles de linealidad.

Con el fin de proporcionar al constructor la máxima flexibilidad en la elección, los nuevos componentes se han diseñado de forma que pueden ser utilizados solos, es decir no van en equipos (kits).

Además de la introducción de nuevos componentes se están efectuando investigaciones en el aspecto humano de la observación de visualizadores de datos. En la actualidad no existen reglas universalmente aceptadas de como debe ser un visualizador de esta naturaleza. Sin embargo, se están siguiendo de cerca desarrollos en este importante campo que continuarán avanzando para proporcionar los componentes más adecuados para permitir al constructor desarrollar los diseños óptimos de acuerdo con las últimas normalizaciones tan pronto como éstas surjan.

Tubos de rayos catódicos

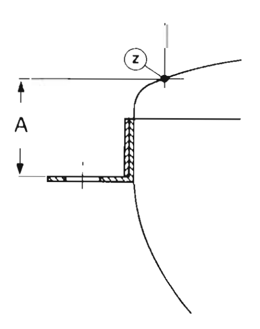
Los cuatro nuevos tubos incluidos en la tabla 1 han sido especialmente diseñados para ser utilizados en visualizadores de vídeo y de terminales de datos. Hay tres versiones de cada tipo con diferentes fósforos para satisfacer las exigencias del constructor. El fósforo P4 (normalización JEDEC) da blanco (el fósforo PRO-ELECTRON es blanco), el fósforo P31 (GH) da verde con una persistencia de corta a media y el fósforo P39 (GR) que también da verde pero con una persistencia larga. La utilización de estos fósforos fue decidida después de un cuidadoso estudio de los requisitos de los fabricantes en diversas partes del mundo.

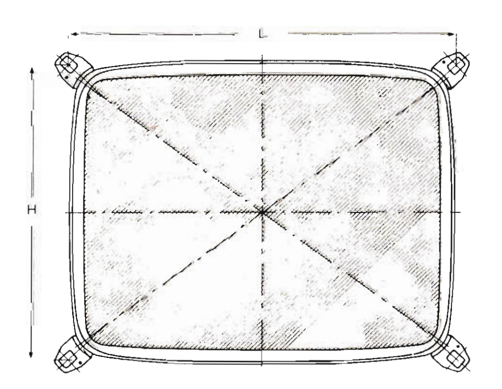
Como se dijo anteriormente, no se han establecido normas con las que juzgar la calidad de los visualizado-

Tabla 1. *Tubos de rayos catódicos para unidades de visualización de vídeo y de datos.*

tipo de tubo	M24-300	M31-330	M31-300	M38-300
diagonal pantalla (mm)	229	292	295	352
diagonal pantalla (pulgadas)	9	12	12	15
ángulo desviación (°)	90	90	110	110
longitud total (máx) (mm)	227	285	241	285
longitud total (máx) (pulgadas)	8,94	11,2	9,49	11,2
diámetro cuello (mm)	20	20	28,6	28,6
diámetro cuello (pulgadas)	0,78	0,78	1,1	1,1
posición de las orejetas (véase figura)				
dimensión A (mm)	26,5	28,5	28,5	28,5
dimensión L (mm)	212	273,3	273,3	314,5
dimensión H (mm)	160	190,2	190,2	247,6
V_F (V)	11	11	6,3	6,3
I_F (mA)	140	140	300	300
V_{g2} (V)*	130	130	400	400
V_{g1} (V)	30-50	30-50	36-66	36-66
V_A (kV)*	16	16	17	17

* Se obtiene una imagen más clara (resolución más elevada) aumentando V_{g2} y/o V_A.





res. La percepción es muy importante y depende de un elevado número de factores tales como el tipo de caracteres utilizados, su tamaño, el nivel de iluminación ambiente, el número de líneas y el tamaño del punto.

Se siguen de cerca estudios internacionales en materia de percepción, particularmente en lo que se refiere al número óptimo de líneas para una determinada aplicación. Cuando se dicten normalizaciones como resultado de las investigaciones en curso, éstas serán seguidas para proporcionar así a la industria los mejores componentes posibles en términos de la relación precio/calidad.

La fiabilidad de un visualizador no está determinada solamente por la iluminación ambiente y por el brillo del visualizador, sino también por las reflexiones en la pantalla. Todos estos tubos de rayos catódicos pueden estar provistos de una superficie exterior antireflexiva. Esta está formada por un panel de vidrio de unos 3 mm de espesor, ligeramente atacado, que está unido a la cara frontal del tubo de rayos catódicos con resina. Este panel de vidrio extra mejora también la protección contra la implosión.

¿Qué tubo se debe utilizar?

En general, se espera que para monitores de vídeo (televisión en circuito cerrado) y para visualizadores de datos se utilicen tubos de 9 y 12 pulgadas y 90° de desviación, mientras que los tubos de 12 y 15 pulgadas de 110° serán empleados en los visualizadores de media página. Sin embargo, la elección está en manos del usuario.

Con las tres clases de fósforos y la variedad de componentes devanados para elegir, el constructor encontrará que esta gama proporciona una excelente flexibilidad de diseño. Por ejemplo, si el constructor desea utilizar tubos de rayos catódicos de 90° en visualizadores de media página, tendrá disponibles los componentes devanados para esta aplicación. La elección de componentes para aplicaciones específicas será tratada más adelante.

Unidades de desviación

Se utilizan tres tipos diferentes de yugos de desviación para cubrir las necesidades de los cuatro nuevos tubos. Para monitores de vídeo y de datos básicos de 90° se recomienda el tipo AT1074. Este yugo de desviación se puede utilizar también con tubos de 110° que tengan el cuello de 20 mm de diámetro.

Para visualizadores de media página que utilizan tubos de 90° con cuello de 20 mm de diámetro, se recomienda el yugo de desviación tipo AT1071/03 que proporciona mejor funcionamiento debido a que el diámetro interno de la sujección al cuello es de 29,7 mm. Esto significa que este yugo también puede ser utilizado con otros tubos de 28 mm. Para utilizarlo con los tubos de 20 mm de diámetro de cuello, se coloca una pieza de plástico debajo de la sujección. Las bobinas de cuadro pueden conectarse en serie o en paralelo.

Para visualizadores de media página que utilizan tubos de 110° con un diámetro de cuello de 28 mm, se recomienda el yugo desviador tipo AT1038/40. Las bobinas de cuadro pueden utilizarse tanto en serie como en paralelo.

Transformadores de salida de línea (de retroceso)

Paralelamente al desarrollo de los nuevos yugos de desviación, se han realizado tres transformadores de salida de línea. Para tubos de 90° de monitores de vídeo o básicos de datos, el transformador de salida de línea tipo AT2140/10 produce una MAT de 11 kV con una corriente de haz de 20 μA, a partir de una alimentación de 9 a 12 V y tiene muchas salidas auxiliares.

Para visualizadores de media página con tubos de 90°, se recomienda el transformador de salida de línea tipo AT2102/02. Este suministra 16 kV con una alimentación de 12 a 16 V, y tiene también muchos devanados auxiliares.

El AT2102/04 es el transformador de salida de línea que se recomienda para tubos de 110°. Produce una MAT de 17 kV con una corriente de haz de 100 μA con una alimentación de 17 a 24 V y tiene muchas salidas auxiliares. En la tabla 2 se dan más detalles.

Controles de linealidad y transformadores excitadores de línea

Esta gama de componentes devanados no estaría completa sin controles de linealidad adecuados y transformadores excitadores de línea. Estos componentes han sido diseñados para proporcionar un rendimiento óptimo en el circuito del visualizador. En la tabla 3 se dan más detalles.

Aplicaciones y componentes recomendados

Los monitores de vídeo tienen una amplia variedad de aplicaciones. En casi todas se les exige reproducir imágenes obtenidas desde una cámara monocroma, compuestas de blanco, negro y toda la gama intermedia de grises. Normalmente se utilizan para ser observados por

Tabla 2. *Unidades de desviación y transformadores de salida de línea.*

unidades desviación	AT1074	AT1071/03	AT1038/40
ángulo desviación	90°/110°	90°	110°
inductancia:			
línea (mH)	0,225	0,093	0,7
campo (mH)	7,9	56/14	58/14,5
resistencia:			
línea (Ω)	0,56	0,15	1,12
campo (Ω)	2,7	27/6,75	30/7,5
sensibilidad:			
para MAT de (kV)	11	16	17
dirección línea (A_{p-p})	4,05	9,3	4,4
dirección campo (A_{p-p})	0,91	0,9	1,08
dimensiones:			
longitud (mm)	66,2	89,3	83,5
anchura (mm)	90	107	123
anillos sujección (mm)	19,5	29,7	29,7
ajustadores incluidos (mm)	–	128	115

transformadores de salida línea	AT2140/10	AT2102/02	AT2102/04
tensión alimentación (V)	8,8	12	24
corriente alimentación (mA)	920	920	810
tensión MAT de salida (kV)	11	16	17
corriente MAT (mA)	0	0	0
R_i MAT (MΩ)	8	6	6
tensiones auxiliares (V)	–	6,3 eficaces	6,3 eficaces
	240 p-p	12,6 eficaces	25 c.c.
	80 p-p	70 c.c.	70 c.c.
	60 p-p	800 c.c.	800 c.c.
corriente desviación de línea (A)	4,2	9,5	4,65
transistor línea	BU406	BU426	BU426
diodo recuperador	BYX71	BY210/800	BY210/800
rectificador de MAT	incorporado	incorporado	incorporado
dimensiones:			
longitud (mm)	65	65	65
altura (mm)	74	74	74
anchura (mm)	50	78	78

una persona y de cerca, con la única excepción de los sistemas para la educación, en los que se utilizan monitores de pantalla grande observados a distancia por un grupo de personas.

Las unidades monitoras de vídeo se utilizan en sistemas de televisión en circuito cerrado: en hospitales donde una persona puede vigilar a varios pacientes simultáneamente, y en bancos, almacenes, naves industriales, aeropuertos, hoteles, muelles y estaciones de ferrocarril para observar el movimiento de personas.

Son utilizados en el control de tráfico, no sólo para vigilar cruces de carreteras muy frecuentadas, sino también para seguir el movimiento y la carga de ferrocarriles e incluso para el control de aeropuertos.

Los procesos industriales también son vigilados mediante televisión en circuito cerrado, particularmente en las industrias de aceros, petroquímicas, etc., en las que de otra forma sería imposible su funcionamiento las 24 horas del día.

Todas estas aplicaciones requieren imágenes en blanco y negro con buena definición; son adecuadas las normalizaciones usuales de 525, 625 y 819 líneas. Para estas aplicaciones se recomiendan los tubos de rayos catódicos de 9 y 12 pulgadas con el fósforo blanco P4.

Tabla 3. *Controles de linealidad y transformadores excitadores de línea*

controles linealidad	AT4042/39	AT4036	AT4042/08
margen ajuste (V)	12,5 – 21,5	1,5 – 1,95	8 – 15
corriente desviación (A_{p-p})	4,6	6	4,65
resistor amortiguamiento recomendado (Ω)	820	820	820
dimensiones:			
altura (mm)	53	38,6	53
anchura (mm)	28	29	28
espesor (mm)	24,5	15,4	24,5

transformadores excitadores de línea	AT4043/56	AT4043/59
tensión alimentación (V)	12	24
inductancia (prim) (mH)	⩾5,8	⩾6,1
inductancia fugas (sec) (μH)	⩽10	⩽12
relación transformación	4 : 1	4,18 : 1
dimensiones:		
altura (mm)	11	23
anchura (mm)	15	24
espesor (mm)	10	16

El mercado de computadores domésticos está creciendo constantemente y aunque existen muchas sugerencias para modificar los receptores de televisión para recibir esta clase de visualización, como con ello hay que dejar de ver la televisión durante un tiempo, los aficionados prefieren comprar o construir una propia unidad visualizadora de datos. Para el mercado de computadores domésticos, sistemas de reserva de líneas aéreas, operaciones bancarias y de cambio, datos telefónicos y estaciones de trabajo de oficina en general, en los que son suficientes 40 caracteres por línea, se recomiendan de nuevo los tubos de 9 y 12 pulgadas de 90°, pero con el fósforo verde de baja persistencia P 32.

Los procesadores de palabras y los editores de textos aumentan continuamente y aunque las necesidades son distintas, los tubos de 90° con el fósforo verde de larga persistencia P39 encuentran aplicación en esta área, especialmente cuando se utiliza entrelazado. Para los terminales de datos conectados a un computador que normalmente necesita reproducir 80 caracteres por línea con buena definición, se recomiendan los tubos de 110° con el fósforo verde P31.

Tabla 4. *Combinaciones recomendadas*

	visualizadores de vídeo (TVCC) y básico de datos	visualizadores de datos de media página y alfa-numéricos	
tubos de rayos catódicos	M24-300 M31-330	M24-300 M31-330	M31-300 M38-300
unidad desviación	AT1074	AT1071/03	AT1038/40
transformadores salida de línea	AT2140/10	AT2102/02	AT2102/04
control linealidad	AT4042/39	AT4036	AT4042/08
transformador excitador	AT4043/56	AT4043/56	AT4043/59
alimentación RT	9 – 12 V	12 – 16 V	24 – 70 V
MAT	11 kV	12 kV	17 kV

CIRCUITO INTEGRADO TDA1060 DE CONTROL PARA FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS

En este artículo se da una descripción detallada del circuito integrado TDA1060 diseñado para el control de fuentes de alimentación conmutadas, así como un esquema de aplicación del TDA1060 en un convertidor directo.

Introducción

El TDA1060 es un circuito integrado monolítico diseñado para el control de fuentes de alimentación conmutadas que utilizan convertidores directos o de retroceso (véase Revista Miniwatt, Vol. 15, N.º 2). Incluye todas las funciones de control y protección que requieren las fuentes de alimentación profesionales cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 1. Este artículo describe el circuito integrado TDA1060 y explica las entradas necesarias y las condiciones de salida que se obtienen, proporcionando también una guía para la elección de los principales componentes exteriores.

Funciones de las patillas

Las funciones de las patillas del TDA1060 se dan en la tabla 1 y a continuación se describen por separado.

Patilla 1. Entrada de la alimentación positiva

La alimentación del TDA1060 puede ser una fuente de corriente (como por ejemplo la entrada de alta tensión de la fuente de alimentación conmutada a través de un resistor en serie) o una fuente de tensión (por ejemplo una batería de 12 V). La tensión de alimentación positiva es de 12 V, pero puede variar entre 10,5 y 18 V. El máximo consumo de corriente es de 10 mA con alimentación de 12 V siempre que (como se verá más adelante) la resistencia entre la patilla 7 y tierra sea mayor que 20 kΩ y no exista ninguna carga en la salida de tensión estabilizada.

Patilla 2. Salida de tensión estabilizada

La tensión de salida estabilizada disponible en la patilla 2 es típicamente igual a 8,5 V y puede entregar hasta 5 mA. Si se extrae corriente de esta alimentación, el consumo total de corriente del circuito integrado (patilla 1) aumenta en la misma cantidad.

Patilla 3. Entrada inversora del amplificador de error

La patilla 3 se utiliza para la realimentación de tensión. La tensión aplicada en la patilla 3 se compara en el amplificador de error con una tensión de referencia V_{ref} generada internamente. La salida del amplificador se aplica al modulador de anchura de impulsos donde es comparada con la forma de onda en diente de sierra. La tensión de referencia es típicamente igual a 3,72 y está aplicada internamente a la entrada no inversora del amplificador de error.

Patilla 4. Salida del amplificador de error

La patilla 4 permite la conexión de resistores exteriores para determinar la ganancia en bucle cerrado del amplificador de error. También permite la aplicación de compensación de frecuencia para asegurar la estabilidad del sistema de realimentación de tensión de bucle cerrado. La figura 2 muestra la conexión de los componentes exteriores necesarios. El resistor R_{4-3} (es decir, el resistor conectado entre las patillas 3 y 4) debe ser mayor que 100 kΩ. El factor de estabilización viene expresado por:

$$\text{factor estabilización} = \frac{\Delta V_{fb}}{V_{ref}} \simeq \frac{1{,}35\delta}{A},$$

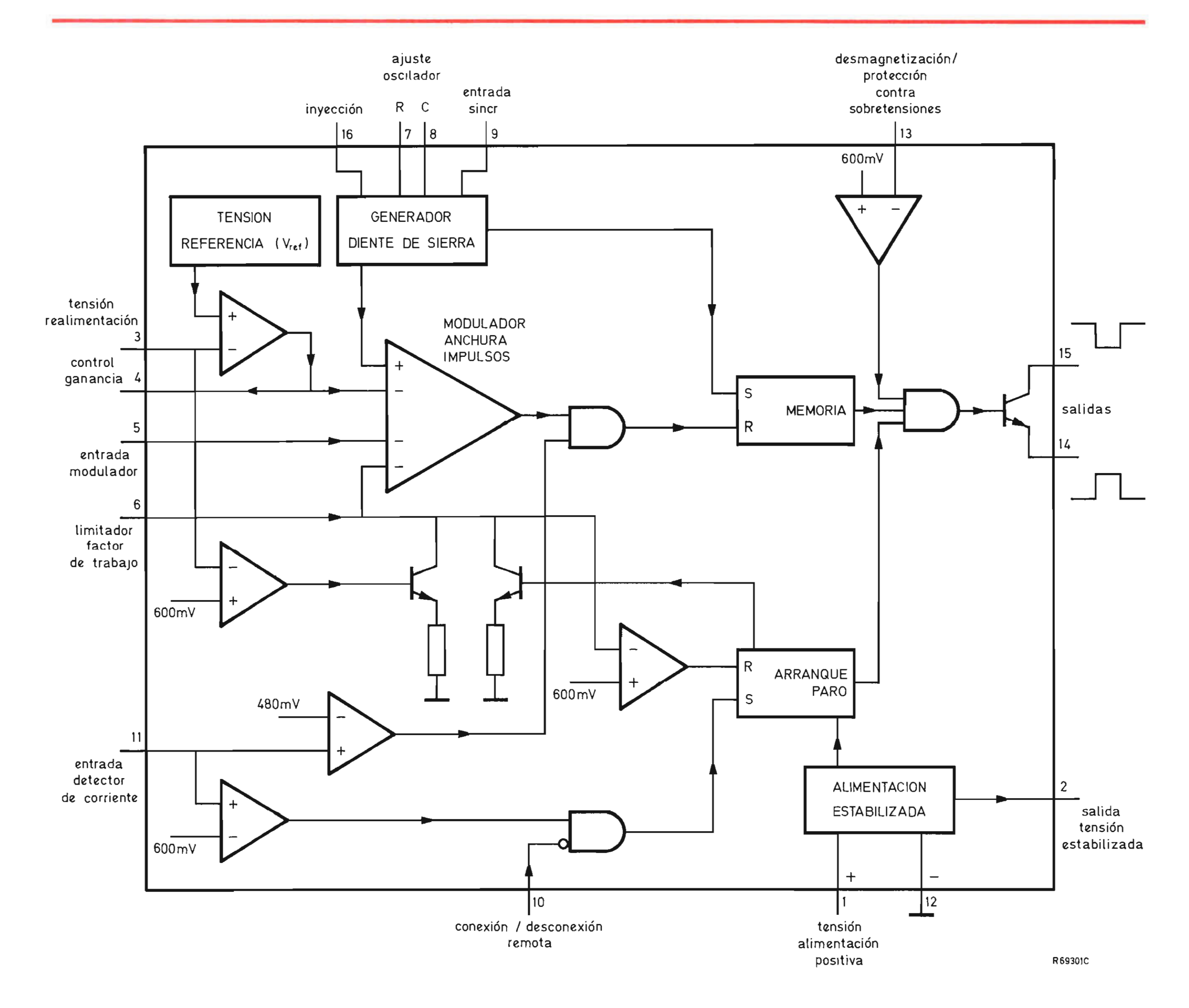


Figura 1. Diagrama de bloques del TDA1060.

donde ΔV_{fb} es la variación de la tensión de realimentación, V_{ref} es la tensión de referencia interna, δ es el factor de trabajo de la salida, y A la ganancia en bucle cerrado del amplificador de error. La ganancia A viene expresada por:

$$A = \frac{V_{mod}}{V_{fb}} = \frac{R_{4-3}/R_f}{1 + \left(\dfrac{1 + (R_{4-3}/R_f)}{G}\right)},$$

donde V_{mod} es la tensión de salida del amplificador de error aplicada al modulador de anchura de impulsos, R_f es la resistencia del circuito de realimentación que viene de la salida de la fuente conmutada, y G es la ganancia en bucle abierto del amplificador de error (típicamente 60 dB).

Para mantener la estabilidad, el condensador C_{4-12} se conecta entre las patillas 4 y 12 como muestra la figura 2. Este condensador debe tener un valor comprendido entre 4,7 y 22 nF.

Patilla 5. Entrada del modulador de anchura de impulsos

La patilla 5 proporciona una entrada extra al modulador de anchura de impulsos, que puede utilizarse para regulación de corriente; el factor de trabajo disminuye cuando disminuye la tensión en este punto. La corriente de entrada a la patilla 5 es inferior a $-40\ \mu A$ cuando la

Tabla 1. *Funciones de las patillas del TDA1060*

patilla	*función*
1	entrada tensión alimentación positiva
2	salida tensión estabilizada
3	entrada inversora del amplificador de error
4	salida del amplificador de error
5	entrada del modulador de anchura de impulsos
6	limitador del factor de trabajo
7	resistencia del oscilador
8	condensador del oscilador
9	entrada sincronismo
10	control remoto conexión/desconexión
11	limitador de corriente
12	tensión de alimentación negativa (0 V)
13	protección desmagnetización/sobretensiones
14	emisor del transistor de salida
15	colector del transistor de salida
16	realimentación

tensión aplicada a ella es de 1 V. Si no se utiliza la patilla 5 hay que dejarla sin conectar.

Patilla 6. Limitador del factor de trabajo

La tensión en la patilla 6 determina el máximo factor de trabajo de la salida. Esta tensión se obtiene del divisor de potencial (R_{2-6} y R_{6-12}) de la tensión de salida estabilizada en la patilla 2, proporcionando un ajuste adecuado del máximo factor de trabajo. El valor máximo del factor de trabajo $\delta_{máx}$ está dado por:

$$\delta_{\text{máx}} \simeq \frac{1}{0,6}\left\{\left(\frac{R_{6-12}}{R_{2-6}+R_{6-12}}\right) - 0,1\right\}.$$

Cuando la tensión de salida de la fuente de alimentación conmutada es igual a cero (por ejemplo inmediatamente después de su puesta en marcha, o si la salida es cortocircuitada), el factor de trabajo está expresado por:

$$\delta_0 \simeq \delta_{\text{máx}} \left\{2,5 - 0,25 \ln (R_{2-6} + R_{6-12})\right\}.$$

Si $(R_{2-6} + R_{6-12}) > 22$ kΩ, δ es numéricamente inferior a cero, y el circuito integrado no funciona.

El condensador C_{6-12} determina la constante de tiempo del circuito de arranque suave. Para la puesta en marcha remota, o cuando la tensión en el sensor de corriente es superior a 600 mV, el valor de C_{6-12} determina el tiempo muerto del sistema de arranque suave, y la velocidad de aumento del factor de trabajo.

Patilla 7. Resistencia del oscilador

El resistor R_{7-12} conectado a la patilla 7 forma parte de la red que fija la frecuencia del generador de diente de sierra, cuya otra parte es C_{8-12} (véase el apartado siguiente). Este resistor puede tener cualquier valor entre 5 y 40 kΩ.

Patilla 8. Condensador del oscilador

Como se ha mencionado antes, el condensador C_{8-12} se utiliza para fijar la frecuencia del generador de diente de sierra, y deberá tener un valor mayor que 2 nF. La frecuencia puede tener un valor cualquiera entre 50 Hz y 100 kHz, y es virtualmente independiente de la tensión de alimentación. El valor de f es aproximadamente igual a:

$$f \simeq \frac{1,2}{R_{7-12} \times C_{8-12}} \text{ Hz.}$$

Patilla 9. Entrada de sincronización compatible con TTL

Si se requiere sincronización, hay que aplicar a la patilla 9 un impulso de sincronización de frecuencia $f_{sinc} < f$. Si no se requiere sincronización, la patilla 9 debe dejarse sin conectar.

Patilla 10. Control remoto conexión/desconexión compatible con TTL

El TDA1060 puede ser conectado o desconectado aplicando tensiones a la patilla 10. Si se necesita control remoto conexión/desconexión (ON/OFF) y no es necesaria la sincronización, la patilla 9 debe conectarse a la

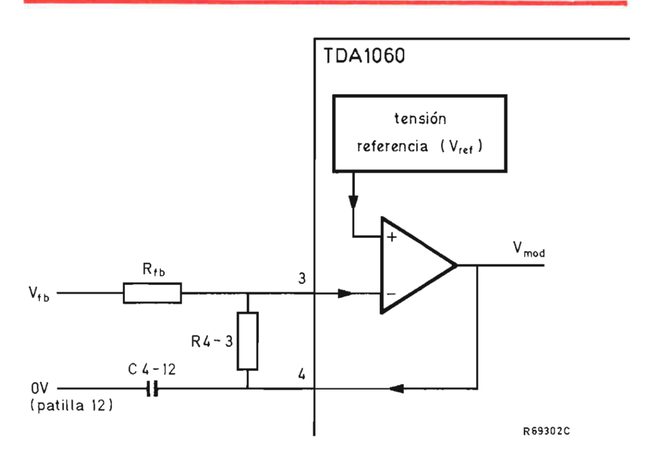


Figura 2. Conexión del lazo de realimentación del amplificador de error y estabilización.

patilla 10; entonces, el circuito está conectado si la tensión aplicada a la patilla 10 es mucho mayor que 2 V o no está conectada, y está desconectado si esta tensión cae por debajo de 800 mV. Si son necesarias tanto la sincronización como el control remoto conexión/desconexión, hay que conectar un diodo entre las patillas 9 y 10 con el ánodo en la patilla 9.

Patilla 11. Limitador de corriente

Cuando la tensión en la patilla 11 es superiòr a 400 mV, el impulso de salida desaparece inmediatamente para aparecer de nuevo en el momento de iniciarse el ciclo siguiente. Si la tensión es superior a 600 mV, el impulso de salida es inhibido durante un cierto tiempo muerto, durante el cual el condensador de arranque suave C_{6-12} se carga de nuevo. Pasado este tiempo, el circuito integrado inicia de nuevo el proceso de arranque suave.

Patilla 12. Tensión de alimentación negativa (0 V)

Patilla 13. Protección contra desmagnetización y sobretensiones

Cuando la tensión en la patilla 13 es superior a 600 mV, la salida se inhibe. Es posible utilizar esta patilla conjuntamente para protección contra desmagnetización y contra sobretensiones, conectando un diodo regulador de tensión desde la salida de la fuente conmutada a la patilla 13, y también conectando un transformador sensor de señal de desmagnetización directamente a la patilla 13. Una aplicación específica de esta función es evitar la saturación del transformador en un convertidor directo.

Patilla 14. Emisor del transistor de salida

No hay que permitir que la tensión en la patilla 14 sea superior a 5 V.

Patilla 15. Colector del transistor de salida

La tensión en la patilla 15 no deberá ser superior que la tensión positiva de alimentación V_{1-12}. La tensión colector-emisor del transistor de salida es inferior a 0,4 V cuando la corriente de colector es de 40 mA.

Patilla 16. Realimentación

Introduciendo una fracción de la tensión de entrada de la fuente de alimentación conmutada a la patilla 16, se regula la tensión de salida contra las variaciones de tensión. El aumento de tensión en la patilla 16 hace que disminuya el factor de trabajo, haciendo así que la tensión de salida sea independiente de las variaciones de la tensión de entrada. Si no es necesaria la realimentación, hay que conectar la patilla 16 a la patilla 12. En las figuras 3a y 3b se muestran las conexiones de la patilla 16 para realimentación en convertidores directos y de retroceso respectivamente.

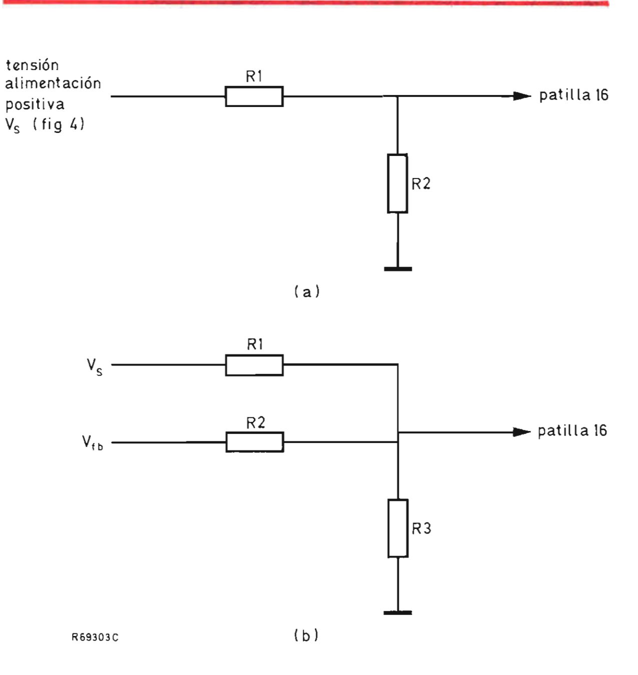


Figura 3. Conexiones de realimentación para convertidores directo y de retroceso.

En la figura 3a:

$$(V_s - 8)/8 \simeq R_1/R_2,$$

donde V_s es la tensión de alimentación positiva.

En la figura 3b:

$$(V_s - 8)/16 \simeq R_1/R_3,$$

$$\text{y} \quad (V_{fb} - 8)/16 \simeq R_2/R_3,$$

donde V_{fb} es la tensión de realimentación obtenida de la salida de la fuente de alimentación conmutada.

Aplicación del TDA1060

La figura 4 muestra un esquema del conexionado del TDA1060 en un convertidor directo y muestra además los componentes exteriores mencionados anteriormente.

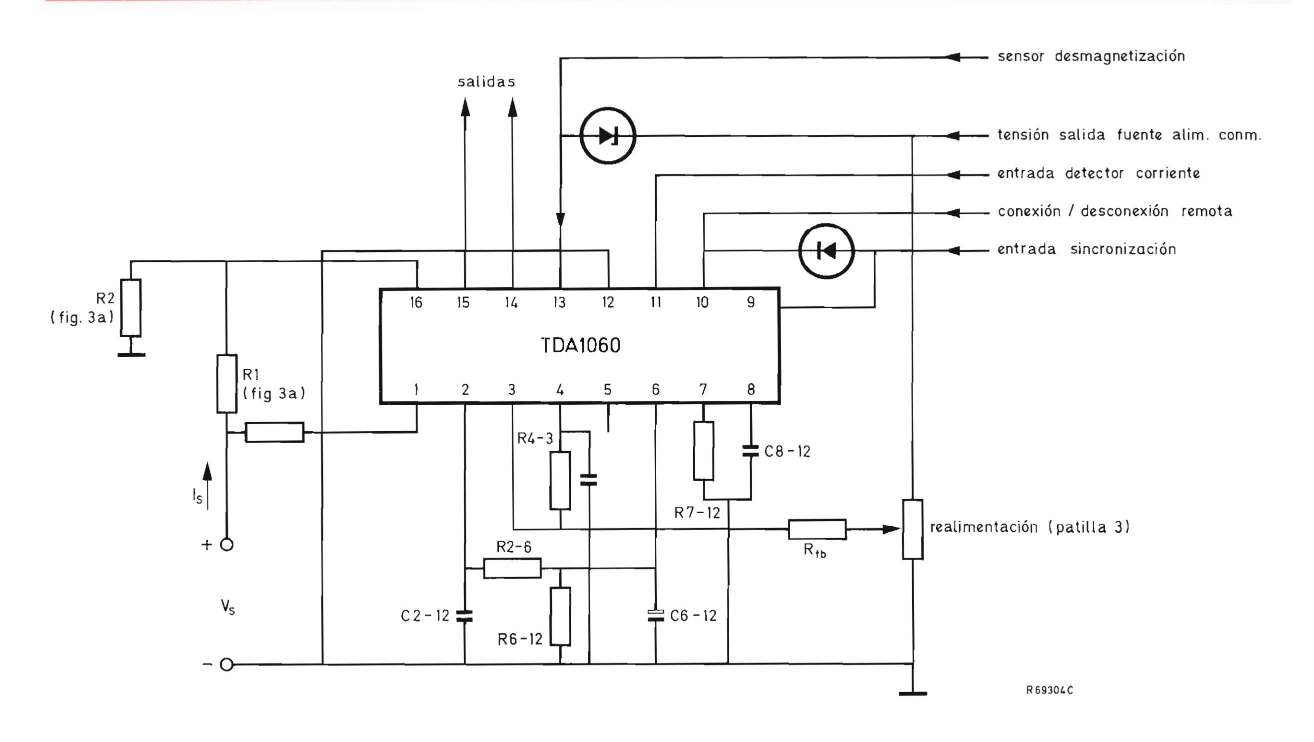


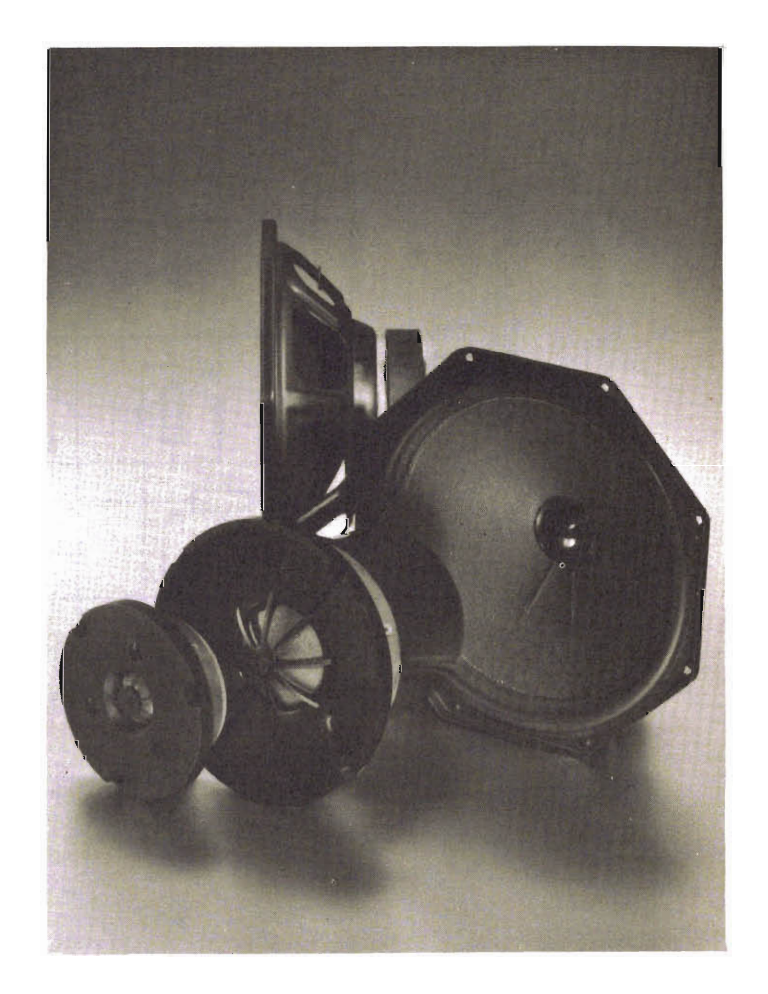
Figura 4. Componentes externos y conexiones del TDA1060.

ALTAVOCES HI-FI

nuevos sistemas de altavoces para alta fidelidad

El sonido Hi-Fi se obtiene en toda su pureza con nuestros altavoces... (y un buen equipo estéreo), montándolos en alguna de las combinaciones que recomendamos. Le garantizamos una audición de calidad que superará las normas DIN 45573.

Altavoces Hi-Fi	Diámetro (pulgadas)	Potencia máx. (W)	Carga (Ω)
tweeter			
AD0140/T	1	20/40	4/8
AD0141/T	1	20/50	4/8
AD0162/T	1	20/80	8/15
AD0163/T	1	20/80	8/15
AD2071/T	2¼	10	4/8
AD2290/T	2	20	4/8/15
squawker			
AD0210/Sq	2	60	4/8
AD5060/Sq	5	40	4/8
woofer			
AD5060/W	5	15	4/8
AD7060/W	7	30	4/8
AD7066/W	7	40	4/8
AD8061/W	8	40	4/8
AD8066/W	8	50	4/8
AD8067/W	8	60	4/8
AD10100/W	10	40	4/8
AD12100/W	12	40	4/8



Nuevas combinaciones recomendadas (4 y 8 Ω)

Altavoces			Filtro de frecuencia	Potencia admisible (W)	Volumen caja acústica (l)
AD5061/M4 (8)	–	–	–	10	3
AD7063/M4 (8)	–	–	–	15	12
AD7060/W4 (8)	–	AD2290/T4 (8)	ADF3000/44 (88)	20	9
AD7060/W4 (8)	–	AD0140/T8 (15)	ADF1500/48 (815)	25	9
AD7066/W4 (8)	–	AD0140/T8 (15)	–	30	4
AD7066/W4 (8)	–	AD0140/T8 (15)	ADF1500/48 (815)	30	20
AD8061/W4 (8)	–	AD0140/T4 (8)	ADF3000/44 (88)	20	12
AD8066/W4 (8)	–	AD0162/T8 (15)	ADF1500/48 (815)	35	15
AD8067/W4 (8)	–	AD0140/T8 (15)	ADF1500/48 (815)	40	20
AD8061/W4 (8)	AD0210/Sq4 (8)	AD0162/T8 (15)	ADF700-2600/448 (8815)	35	25
AD8066/W4 (8)	AD5060/Sq4 (8)	AD0140/T4 (8)	ADF700-3000/444 (888)	40	25
AD8066/W4 (8)	AD0210/Sq4 (8)	AD0162/T8 (15)	ADF700-2600/448 (8815)	40	25
2 x AD8067/W8 (4)	AD0210/Sq4 (8)	AD0162/T8 (15)	ADF700-2600/448 (8815)	50	35
AD8066/W4 (8)	AD8000 AD0210/Sq4 (8)	AD0162/T8 (15)	ADF700-2600/448 (8815)	50	35
AD12100/W4 (8)	AD0210/Sq4 (8)	AD0162/T8 (15)	ADF700-2600/448 (8815)	50	50

DIODO ESCALONADO PARA GENERACION DE M.A.T.

En este artículo se describe un método de generar la tensión de MAT que utiliza un transformador con diodo escalonado (diode split method). Finalmente se da un circuito práctico de una etapa de salida de línea con un transformador de este tipo.

Para generar la tensión de MAT en receptores de televisión existen tres métodos:

1) rectificación directa;
2) suma de tensiones alternas rectificadas por medio de un multiplicador, normalmente un triplicador;
3) suma de tensiones alternas rectificadas mediante el método de diodo escalonado (diode split method) (sistema combinado de salida de línea y MAT).

De ellos, el método 1 tiene la desventaja de entregar tensiones alternas muy elevadas que pueden hacer muy difícil el aislamiento y también pueden presentar problemas de radiación. Una segunda desventaja es la elevada impedancia de salida respecto a los métodos 2 y 3, lo cual puede perjudicar la regulación del sistema. Los métodos 2 y 3 son técnicas que dan mejores resultados. Sin embargo, mientras el método del triplicador es muy conocido, el del diodo escalonado es relativamente una técnica nueva. El método 3 genera las tensiones de MAT directamente a partir del transformador de salida de línea sin necesidad de utilizar los condensadores de alta tensión necesarios en el triplicador de tensión. En su lugar, se utilizan las capacidades entre las capas de un determinado número de devanados secundarios.

Los resultados de pruebas de vida de los transformadores con diodo escalonado demuestran que estas son comparables con las de un transformador (como el AT2080/15) diseñado para ser utilizado con un módulo multiplicador de tensión separado. El método de diodo escalonado para la generación de MAT es compacto y seguro.

En la construcción de un transformador con diodo escalonado se han efectuado algunos cambios significativos. La primera serie AT2076/10 ha sido sustituida ahora por la serie AT2076/30, que utiliza la nueva construcción compacta (ver figura 1).

Este artículo describe brevemente el principio de funcionamiento del transformador con diodo escalonado y se da el circuito de una etapa de salida de línea práctica en la que se utiliza un transformador de este tipo.

FUNCIONAMIENTO

El transformador con diodo escalonado combina las funciones del transformador de salida de línea y del generador de MAT en una sola unidad. Su funcionamiento se puede explicar de la siguiente manera.

Considérese un núcleo de Ferroxcube magnetizado con un flujo en forma de diente de sierra de la forma normal en los transformadores de salida de línea. La tensión inducida en un devanado alrededor de este núcleo tiene la forma de una semi-onda senoidal (es decir, la forma de onda normal del retroceso). Si se devana en el núcleo de una bobina que tiene sólo una capa de n

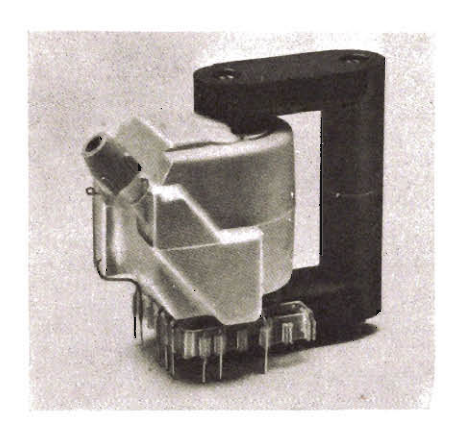


Figura 1. Transformador con diodo escalonado (diode-split) mejorado serie AT2076/30.

espiras, se induce una tensión que aumenta con el número de espiras desde el principio del devanado (véase la figura 2). Si se devanan en el núcleo una segunda capa que tenga el mismo número de espiras y que empieza en el mismo punto que la primera, la tensión generada en ella es idéntica que en la primera capa.

Entre estas dos capas secundarias existe una capacidad inherente que puede considerarse concentrada entre los comienzos de los devanados (véase la figura 3). Si se conecta un diodo entre el final de la primera capa, B, y el principio de la segunda, C, esta capacidad entre capas se cargará a la tensión de pico en B. Añadiendo más capas secundarias idénticas a la primera y conectadas con diodos como muestra la figura 3, se obtiene una tensión continua que es la suma de las tensiones alternas recti-

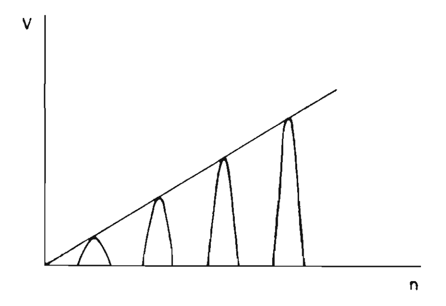
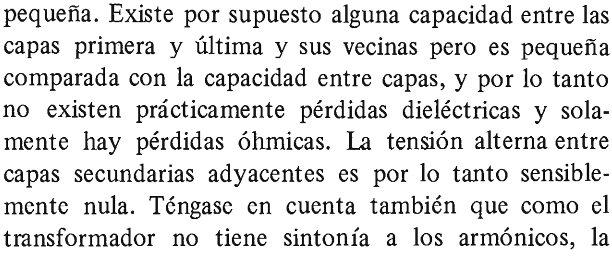


Figura 2. Tensión inducida en un devanado de n espiras.



ficadas (véanse las figuras 4 y 5). Las tensiones en los diodos son fijas e iguales.

La capacidad propia de cada capa secundaria es muy pequeña. Existe por supuesto alguna capacidad entre las capas primera y última y sus vecinas pero es pequeña comparada con la capacidad entre capas, y por lo tanto no existen prácticamente pérdidas dieléctricas y solamente hay pérdidas óhmicas. La tensión alterna entre capas secundarias adyacentes es por lo tanto sensiblemente nula. Téngase en cuenta también que como el transformador no tiene sintonía a los armónicos, la tensión de pico en el colector del transistor de salida de línea disminuye en el caso de una descarga en el tubo de imagen.

TRANSFORMADOR PRACTICO CON DIODO ESCALONADO

Para obtener una salida de MAT de 25 kV se necesitan cuatro capas secundarias y cuatro diodos, soportando cada uno una tensión de retroceso de pico de 6,25 kV. Se utilizan devanados de una sola capa para obtener la

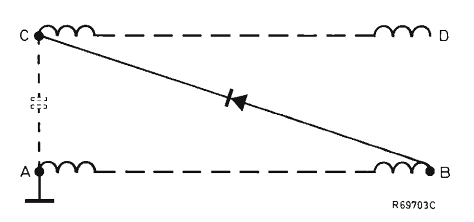


Figura 3. Capacidad entre capas y conexión de los diodos.

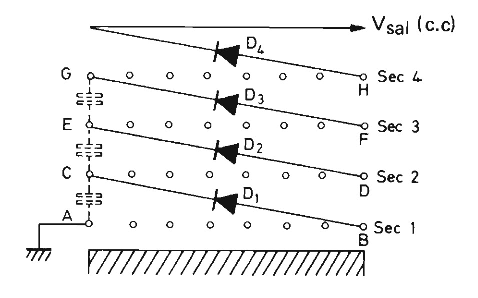


Figura 4. Disposición de los devanados y diodos en el sistema de diodo escalonado.

capacidad entre capas necesaria. Cada capa empieza en el mismo punto y tiene el mismo número de espiras. Los diodos están incorporados como una parte integral del transformador.

CAMBIOS EN LA CONSTRUCCION DEL DIODO ESCALONADO

El transformador con diodo escalonado ha sufrido dos cambios importantes desde el diseño primitivo. El primero es la utilización de un primario devanado con hoja de aluminio en lugar del anterior devanado con hilo

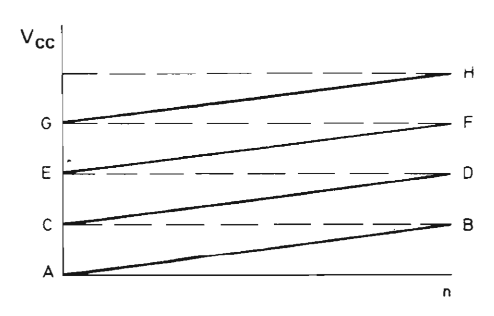


Figura 5. Suma de las tensiones de c.c. rectificadas.

de cobre. El segundo es la introducción de la construcción compacta, es decir, el montaje de los devanados primario y secundario en la misma rama del núcleo. A continuación se describen las ventajas de estos dos cambios más importantes, que son incorporados en los transformadores de la serie AT2076/30.

Devanado primario de hoja

Sistema de conexión mejorado

Durante la fabricación, las tomas y los hilos de principio y final del primario de los transformadores de la serie AT2076/10 eran sacados fuera y soldados a terminales como muestra la figura 6. Con el devanado con hoja, utilizado en la nueva serie AT2076/30, los terminales son alambres pre-formados que son conectados directamente a la hoja. De esta forma no son necesarias soldaduras intermedias a los terminales; estos son sacados fuera y sujetados a la base aislante del carrete.

Este proceso de conexión está ahora completamente automatizado en la fabricación en grandes cantidades utilizando un equipo diseñado y construido a propósito, que da como resultado conexiones precisas y consistentes efectuadas a los devanados. La calidad del devanado es aumentada por la consiguiente reducción en la manipulación.

Resistencia térmica

La utilización de aislamiento de película de poliester, en lugar de la película de policarbonato utilizada en la serie AT2076/10 permite que el devanado de aluminio funcione a una temperatura máxima más elevada de la que era anteriormente posible con el devanado de hilo de cobre. Las pruebas de vida han demostrado que es posible un buen funcionamiento del transformador con diodo

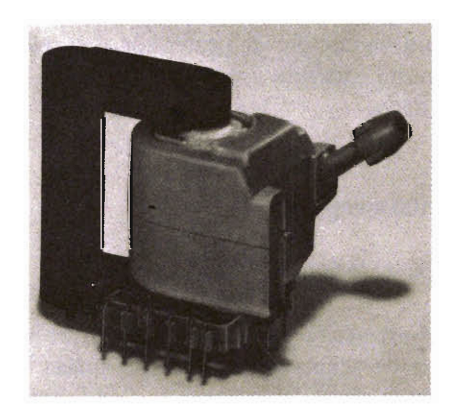


Figura 6. Transformador con diodo escalonado de la serie AT2076/10.

escalonado con primario de aluminio para una temperatura del devanado de alrededor de 115°C. (Obsérvese sin embargo que bajo condiciones máximas de funcionamiento, la temperatura máxima permitida medida debajo de los devanados de MAT es 100°C.)

Resistencia de choque térmico

La más elevada resistencia térmica del devanado lo ha hecho menos susceptible al deterioro por el choque térmico debido a la soldadura por flujo o por inmersión. Los transformadores han sido probados de acuerdo con las pruebas de la parte 2 de la norma IEC 68-2-20, prueba

T: soldadura con excelentes resultados. Para una valoración práctica de la resistencia al choque térmico, los terminales de algunos transformadores con devanados de hoja fueron sumergidos durante 10 segundos en un baño de soldadura a 260°C. Esto no dañó los transformadores incluso cuando este período se prolongó más allá de un minuto.

Funcionamiento en cortocircuito

Bajo condiciones de cortocircuito se produce un rápido aumento de la temperatura en el primario a no ser que se limite la corriente. El devanado de hoja, debido a su más baja resistencia térmica, puede soportar condiciones de cortocircuito más prolongadas que el devanado de hilo de cobre. Han sido probados transformadores con primario de hoja con el devanado calefactor cortocircuitado. Los devanados soportaron la corriente total de cortocircuito durante unos dos minutos, antes de que se produjeran daños permanentes. En un receptor de televisión, un fusible o un circuito de protección debe reducir normalmente esta corriente a un valor bajo antes de que se produzca daño.

Construcción compacta

Eliminación de la bobina de acoplamiento

En la construcción primitiva (figura 6), se necesitaba una bobina de acoplamiento extra devanada detrás del primario en la placa del secundario. Con la construcción compacta (figura 7) se ha eliminado este devanado y las conexiones soldadas asociadas.

Mejora de la regulación dinámica de la MAT

Debido al fuerte acoplamiento mutuo entre los devanados montados en la misma rama del núcleo, y a la mayor capacidad entre capas en el devanado de MAT, la regulación de la MAT es apreciablemente mejor que en diseños anteriores. Además, las pérdidas asociadas con la bobina de acoplamiento como la utilizada en la serie AT2076/10 han sido eliminadas.

DISTANCIAS DE SEGURIDAD ALREDEDOR DEL TRANSFORMADOR

Hay que mantener unas distancias de seguridad mínimas de 10 mm en sentido radial y axial entre la bobina de MAT del transformador y las superficies planas conductoras cercanas. Para evitar la producción de descargas corona, la distancia entre todas las partes de la bobina de MAT y los bordes de las partes conductoras debe ser mayor que 20 mm. El transformador, los terminales y los componentes que llevan impulsos de alta tensión deben mantenerse libres de partículas metálicas, gotas de soldadura, etc.

ETAPA DE SALIDA PRACTICA QUE UTILIZA UN TRANSFORMADOR CON DIODO ESCALONADO

En la figura 10 se muestra una etapa de salida de línea práctica que utiliza un transformador con diodo escalonado. El transformador AT2076/55 que se muestra es la última variante de la serie AT2076/30 y está destinado a ser utilizado con el circuito modulador de alta tensión con tres diodos que comprende $D_2, D_4, D_5, L_1, L_2, C_5$ y C_{10}. Se dispone también de una toma (patilla 14) para utilizarla con circuitos moduladores convencionales con diodos de alta tensión.

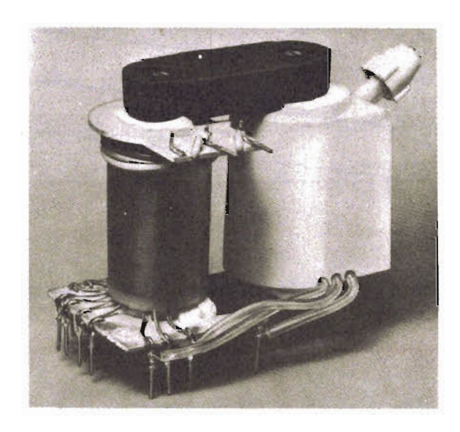


Figura 7. Transformador con diodo escalonado mejorado de la serie AT2076/30.

Un modulador de diodos debe estar equilibrado con precisión para un resultado óptimo de la etapa de salida de línea. El inductor L_2 se suministra preajustado para conseguir el equilibrio correcto del circuito.

Debido a su proximidad a la toma de colector, la patilla 7 proporciona un impulso de retroceso de línea "limpio" para los circuitos integrados osciladores de línea como el TBA920.

En la tabla 3 se dan valores medidos de la etapa de salida de línea práctica.

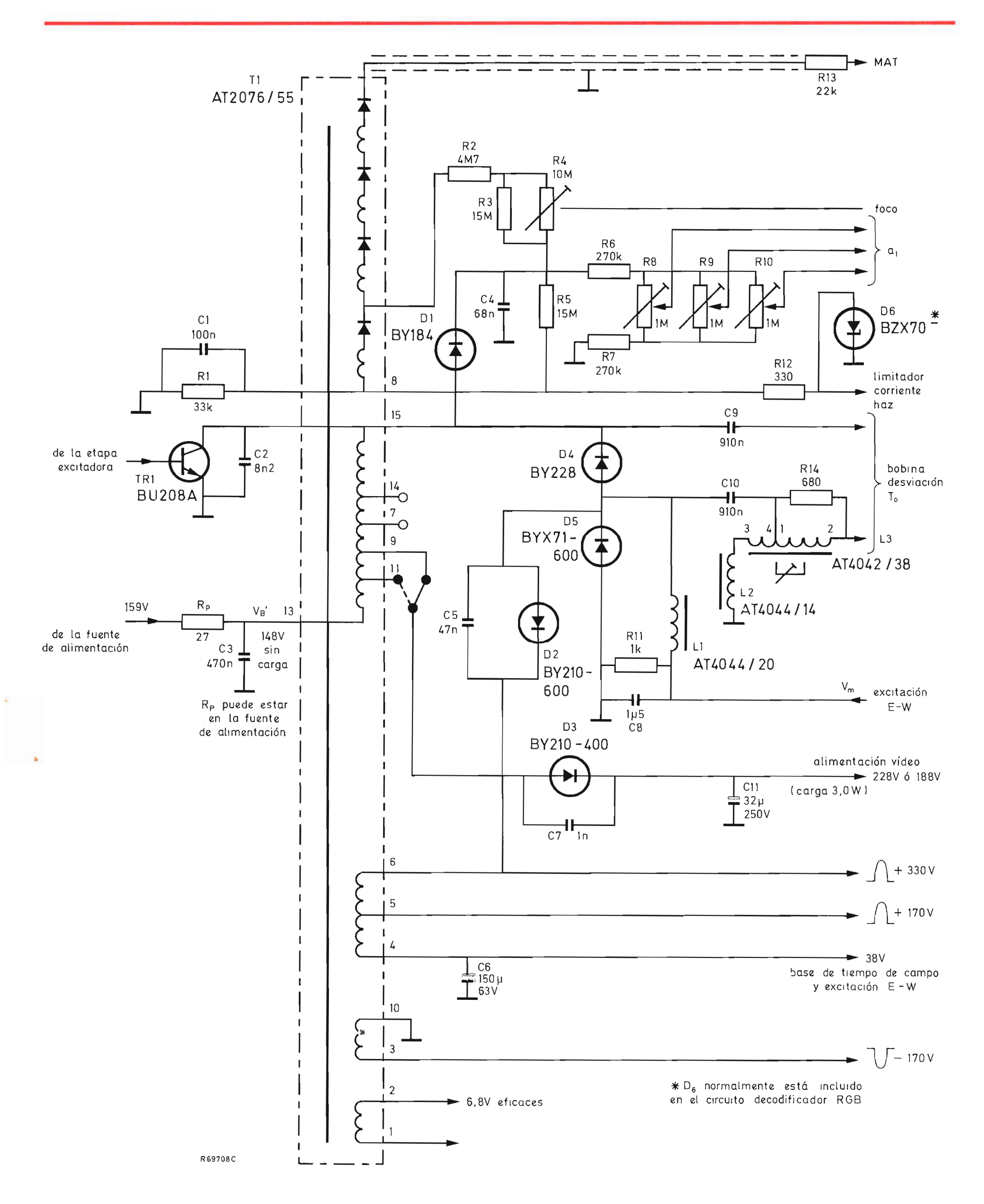


Figura 8. Etapa de salida de línea que utiliza un transformador con diodo escalonado.

Tabla 1. *Valores medidos para la etapa de salida de línea que utiliza el transformador AT2076/55 (figura 8).*

Tensión de MAT		I_{MAT}	50	1500	μA
		MAT	25,0	21,8	kV
		$R_{i(MAT)}$		2	MΩ
Fuente de alimentación		V_B	159	159	V
		V_B'	148	144	V
		$I_{(AV)}$	400	605	mA
Transistor de salida		V_{CEM}	1200	1130	V
		I_{CM}	4,0	4,1	A
Desviación		I_{p-p}	6,5	6,2	A
		sobrebarrido	6	8	%
		tiempo retroceso	11,5	11,55	μs
Tensión de foco		V_{foco}	6,15	5,45	kV
Tensión de pico entre patillas	3-10	V_3	−170		V
	5-4	V_5	+170		V
	6-4	V_6	+330		V
	7-13	V_7	+330		V
	9-13	V_9	+100		V
	11-13	V_{11}	+ 50		V
	14-13	V_{14}	+510		V
Tensión calefactor tubo imagen		$V_{1-2\,(ef)}$	6,8	6,4	V (carga típica 4,67W)
Tensión barrido después de la rectificación de las patillas	3-10	V_3'	+ 14	+ 13,2	V_{cc} (carga 3,4W)
patillas	4-10	V_4'	+ 38	+ 36	V_{cc} (carga 24W)
Tensión vídeo de las patillas	9-10		+228	+218	V_{cc} (carga 3,0W)
patillas	11-10		+188	+178	V_{cc} (carga 3,0W)

DETECTORES DE INFRARROJOS CERAMICOS PIROELECTRICOS

En este artículo se da una descripción detallada de los detectores cerámicos piroeléctricos, se estudia el principio de funcionamiento y se dan algunas de sus múltiples aplicaciones: alarmas antirrobo, alarma contra incendios, interruptor de luz de escalera, indicador de velocidad, clasificador, radiómetros, análisis espectral, análisis de gases, etc.

INTRODUCCION

Los dispositivos de la serie RPY86 al 89 son detectores de radiación de infrarrojos, robustos, de bajo costé y que trabajan a temperatura ambiente. Cada detector consta de un elemento sensible al infrarrojo, un circuito adaptador de impedancias de bajo ruido eléctrico y una ventana que permite el paso de la radiación de infrarrojos, todo dentro de una cápsula TO-5 (SOT-49/D).

El elemento sensible es una plaquita cerámica polarizada eléctricamente con electrodos metálicos depositados en caras opuestas. Debido a la naturaleza piroeléctrica de la cerámica, se obtiene en los electrodos una señal eléctrica como respuesta a los cambios de temperatura.

DESCRIPCION DEL DISPOSITIVO

La cápsula es del tipo TO-5 de baja altura (SOT-49/D), provista de una ventana que permite el paso de los rayos infrarrojos, como muestra la figura 1. Están disponibles dos tipos de ventana: de silicio con una transmisión sustancialmente plana dentro del margen de longitudes de onda comprendido entre 1 μm hasta más allá de 15 μm, o un filtro "luz de día" que transmite en un margen más estrecho comprendido entre 6,5 μm a más de 14 μm (haciendo por lo tanto al dispositivo insensible al infrarrojo de longitud de onda corta, como la emitida por el sol). Un dato práctico a tener en cuenta es que debido a que el material de la ventana tiene un índice de refracción elevado, la posición aparente del plano frontal del elemento sensible se desplaza 0,7 mm hacia el plano frontal de la ventana (como muestra la figura 2). Están disponibles dos tamaños del elemento sensible: 2 X 2 mm ó 2 X 1 mm. En la tabla 1 se dan los números de tipo de los detectores cerámicos piroeléctricos disponibles.



Figura 1. Detector piroeléctrico cerámico encapsulado en una cápsula SOT-49/D.

Eléctricamente, cada detector consta de un condensador (el elemento sensible al infrarrojo), un FET de canal N y una red no lineal, conectados como muestra la figura 3. La figura 4 muestra el interior de un detector.

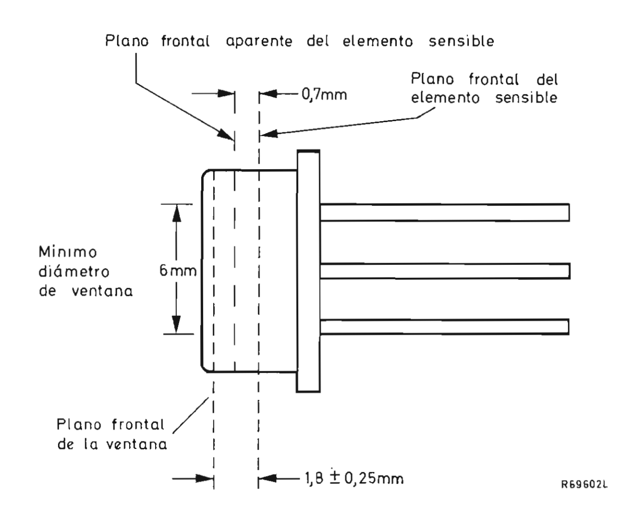


Figura 2. Sección de un detector piroeléctrico cerámico.

La red no lineal contribuye en gran parte a la utilidad de los detectores: protege la puerta FET (que forma parte del circuito adaptador de impedancias) contra tensiones negativas excesivas y limita progresivamente la tensión piroeléctrica resultante de grandes cambios en la temperatura ambiente. De este modo, se pueden obtener señales en condiciones en las que o se sobrecargaría el preamplificador o éste necesitaría tener un margen dinámico mayor.

MATERIAL CERAMICO

El material cerámico piroeléctrico utilizado en estos detectores ha sido especialmente desarrollado en laboratorios de investigación. El material, titanato circonato de plomo, está dopado de tal forma que se optimizan las propiedades requeridas por los detectores de infrarrojos. Es insensible al agua y extremadamente robusto. De esta forma, puede ser manejado con técnicas de producción masiva similares a las utilizadas en la fabricación de dispositivos semiconductores convencionales. El material tiene una temperatura de Curie elevada y puede funcionar hasta 100°C. Además, la respuesta es sólo ligeramente dependiente de la temperatura.

Tabla 1. *Versiones disponibles de detectores piroeléctricos cerámicos.*

dimensiones elemento sensible	respuesta espectral	
	6,5 a >14μm	1 a >15μm
2 X 1mm	RPY86	RPY87
2 X 2mm	RPY88	RPY89

PIROELECTRICIDAD

La cerámica piroeléctrica está compuesta por una masa de minúsculos cristales, cada uno de los cuales forma un pequeño dipolo eléctrico. Por encima de cierta temperatura, conocida como temperatura de Curie, los cristales no tienen momento dipolar. Por debajo de la

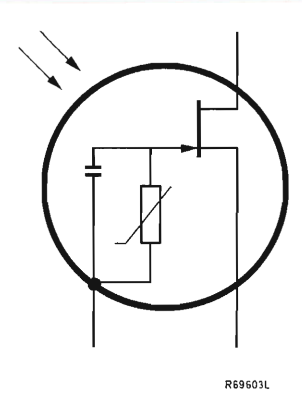


Figura 3. Símbolo eléctrico de un detector piroeléctrico cerámico.

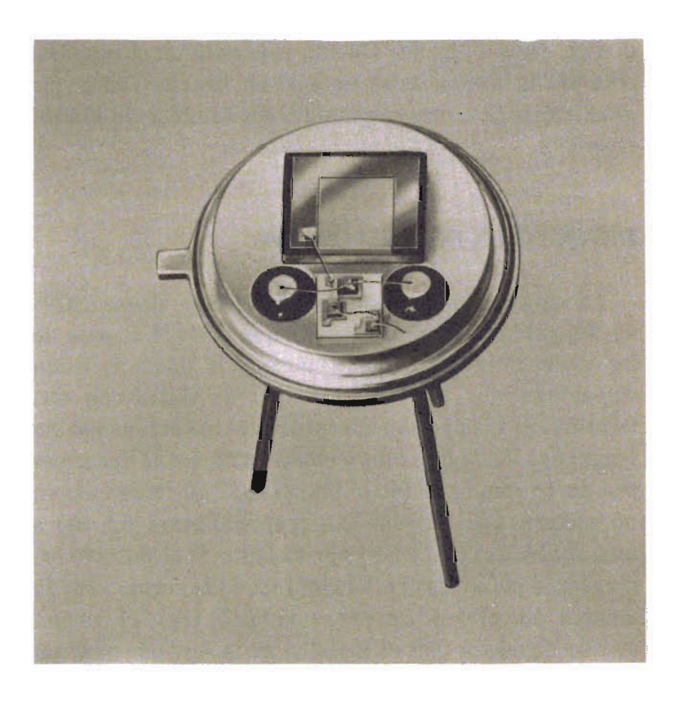


Figura 4. Interior de un detector.

temperatura de Curie, en el material recién fabricado, el dipolo eléctrico de cada cristal está orientado al azar con respecto a los dipolos de otros cristales (véase la figura 5). Si se calienta el material hasta justo por debajo de la temperatura de Curie y se le aplica un campo eléctrico, los dipolos tienden a alinearse con el campo aplicado (véase la figura 5b). Después de que el material se ha enfriado, y se ha eliminado el campo eléctrico, los dipolos permanecen en las posiciones "polarizadas" dando lugar a una polarización remanente de la cerámica. Para efectuar el proceso de polarización se depositan electrodos en dos caras opuestas del material. La carga de la superficie de la cerámica está cautiva dentro de la estructura entramada de los cristales, pero una carga inducida en los electrodos igual y opuesta se puede mover libremente. Así pues, el electrodo que era positivo durante el proceso de polarización adquiere una carga positiva.

La magnitud de la carga que aparece en la superficie está relacionada con las cargas internas por el "momento dipolar", que es el producto de la carga por la separación, como muestra la figura 6. El momento dipolar M de la masa es:

$$M = PAd,$$

donde P es el momento dipolar por unidad de volumen, A es el área de un electrodo y d es la separación entre los electrodos.

La carga en la superficie Q_s tiene un momento dipolar $Q_s\, d$. Este debe ser igual al momento dipolar total, de forma que:

$$Q_s = PA.$$

El efecto piroeléctrico se produce debido a un cambio en la polarización con la temperatura y puede suceder de varias maneras. Por ejemplo, cada dipolo se puede acortar al aumentar la temperatura, o se puede reducir el momento dipolar total mediante un aumento al azar de la orientación de los dipolos debido a la agitación térmica. Así, cuando la temperatura del material aumenta, la carga de superficie cautiva se reduce. Esto libera un exceso de cargas inducidas en los electrodos, de modo que el potencial eléctrico en el dispositivo crece de acuerdo con $Q = CV$ (donde Q es la carga, C la capacidad y V el potencial). El exceso de carga se pierde gradualmente a través del circuito al cual está conectado el elemento piroeléctrico.

La magnitud del exceso de carga está relacionada con el coeficiente piroeléctrico, λ, que es la variación de la carga de polarización con la temperatura. Como muestra la figura 7, λ es función de la temperatura.

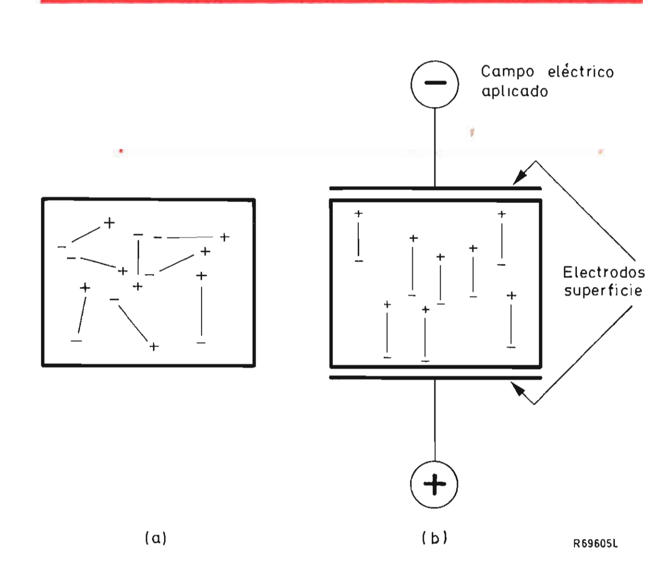


Figura 5. Orientación de los dipolos eléctricos: (a) no polarizado; (b) polarizado.

Para un pequeño cambio de la temperatura, δT, el exceso de carga δQ está dado por:

$$\delta Q = \lambda A \delta T.$$

La carga producirá una variación del potencial δV igual a:

$$\delta V = \frac{\delta Q}{C_E}, = \frac{\lambda A \delta T}{C_E},$$

donde C_E es la capacidad eléctrica entre los electrodos de superficie.

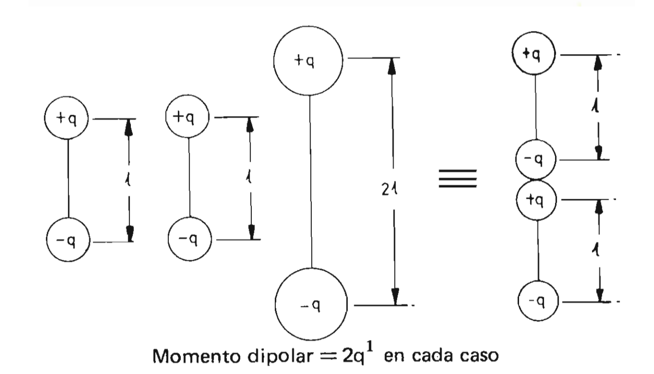


Figura 6. El mismo momento dipolar resulta de tres disposiciones posibles de los dipolos.

Para que el efecto piroeléctrico sea máximo en un detector de infrarrojos, el elemento sensible se hace delgado. Esto da como resultado un mayor cambio de temperatura para la misma radiación incidente.

Considérese una señal de infrarrojos de intensidad W vatios por unidad de superficie, cuya amplitud varía sinusoidalmente para una frecuencia radial ω. Si la capacidad térmica del elemento sensible es C_{th} (JK^{-1}), entonces, por analogía con la teoría eléctrica, la señal de temperatura δT será:

$$\delta T = \frac{WA}{j\omega C_{th}},$$

para todos los valores de $\omega\, C_{th}\, R_{th}$ mayores que la unidad, donde R_{th} es la resistencia térmica. (El valor de ω

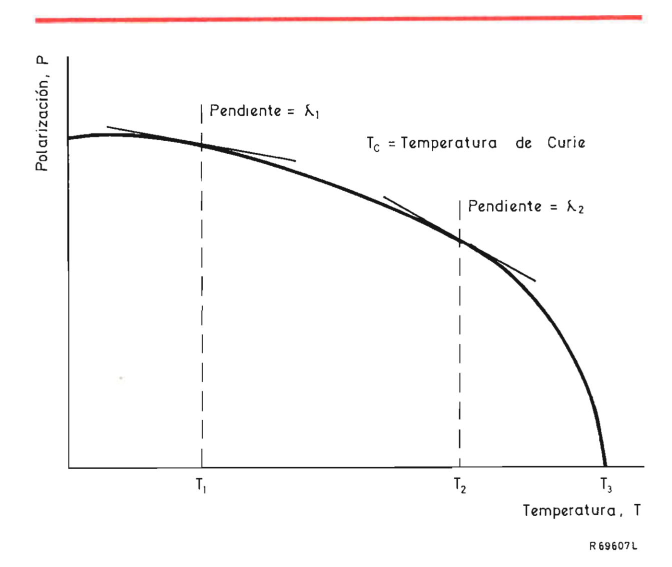


Figura 7. Variación de la polarización con la temperatura.

igual a $1/C_{th}R_{th}$ se denomina frecuencia de ruptura térmica. Para los detectores tipos RPY86 al 89, $\omega \simeq 1$ Hz.) La señal de temperatura producirá una señal eléctrica δV expresada por:

$$\delta V = \frac{\lambda A \delta T}{C_E},$$

$$= \frac{\lambda A^2 W}{j\omega C_{th} C_E}.$$

Por lo tanto, se puede ver que la tensión desarrollada disminuye al aumentar la frecuencia de la señal de radiación. Además, la tensión está retrasada 90° con respecto a la señal de radiación (por encima de la frecuencia de ruptura). La corriente de señal, i, disponible en cortocircuito es:

$$i = \delta V j\omega C_E,$$

$$= \frac{\lambda W A^2}{C_{th}},$$

que es independiente de la frecuencia y está en fase con la radiación incidente. El elemento piroeléctrico es necesariamente aislante de elevada resistividad, de forma que la fuente de ruido dominante a bajas frecuencias es la corriente de ruido del amplificador. Por lo tanto, la relación entre la corriente de señal y la corriente de ruido es independiente de la frecuencia hasta el punto en el cual predominan otros mecanismos de ruido.

CONEXION DEL DETECTOR Y EL AMPLIFICADOR

El detector incluye un FET de bajo ruido cuyos surtidor y drenador están conectados a conexiones exteriores. Esto permite una gran libertad en el diseño del preamplificador para conectar el elemento sensible a los amplificadores posteriores.

Preamplificador básico

Cuando se diseña un preamplificador FET es necesario tener en cuenta grandes variaciones en las características de c.c. de un determinado tipo de FET. Por ejemplo, en el circuito de la figura 8, la puerta y el surtidor están al mismo potencial de c.c., de tal forma que la corriente a través de R_L es igual a I_{DSS} del FET. Sin embargo, las variaciones de I_{DSS} del FET son tales que la relación entre los valores máximo y mínimo es de 3:1. La ganancia de este amplificador es $R_L g_{fs}$, donde R_L está limitada a un valor máximo de $V_S/I_{DSS\,(máx)}$. La ganancia depende de la g_{fs} del FET y solamente pueden ser manejadas las señales de entrada de paso a negativo. (g_{fs} es la conductancia de transferencia directa con surtidor común para pequeña señal; I_{DSS} es la corriente en sentido directo en el drenador cuando la tensión puerta-surtidor es cero.)

Seguidor de surtidor

El tipo más corriente de preamplificador adaptador de impedancias es el de seguidor de surtidor que se muestra en la figura 9a. La corriente que circula por el surtidor asegura que ésta es positiva debido a la diferencia de

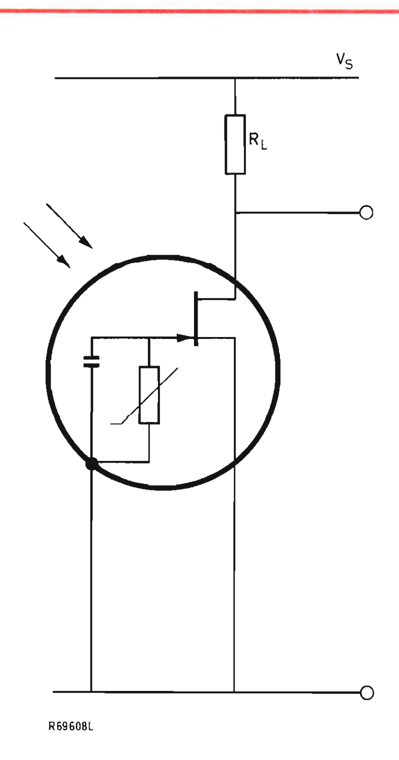


Figura 8. Sencillo preamplificador FET.

potencial entre extremos de R_L. El punto de trabajo de este circuito se muestra en la figura 9b. La ganancia de este amplificador, G, es siempre inferior a la unidad, y está dada por:

$$G = \frac{R_L}{R_L + 1/g_{fs}}$$

Seguidor de surtidor con alimentación negativa

El circuito de la figura 9c tiene una ganancia que es menos dependiente del valor de g_{fs}, porque el valor de R_L puede ser aumentado si se conecta a un potencial negativo. Para asegurar que el surtidor sea positivo con respecto a la puerta, la corriente a través de R_L debe ser inferior a $I_{DSS(mín)}$.

Preamplificador de ganancia unidad

La ganancia del circuito puede ser fijada en la unidad utilizando realimentación del surtidor al drenador (véase la figura 10). Un aumento del potencial de puerta producirá un aumento de la corriente de drenador que hará que el transistor PNP conduzca más, aumentando el potencial del surtidor. Este circuito es un verdadero seguidor de surtidor y no necesita alimentación negativa.

Preamplificador recomendado

El preamplificador que se recomienda (figura 11) depende menos de las características del FET. Tiene una ganancia igual a 4,8, determinada por los resistores de 1,8 kΩ y 470 Ω conectados al surtidor. El nivel de ruido en la salida es típicamente de 250 mVHz$^{-1/2}$ a 10 Hz y la

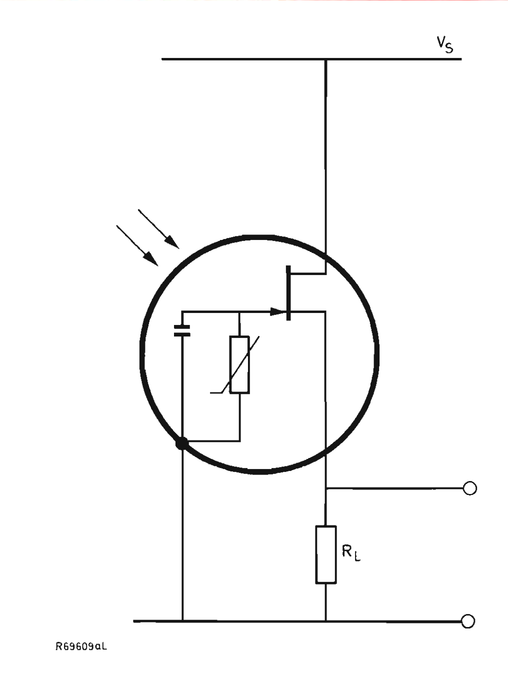


Figura 9a. Seguidor de surtidor FET con el surtidor conectado a masa.

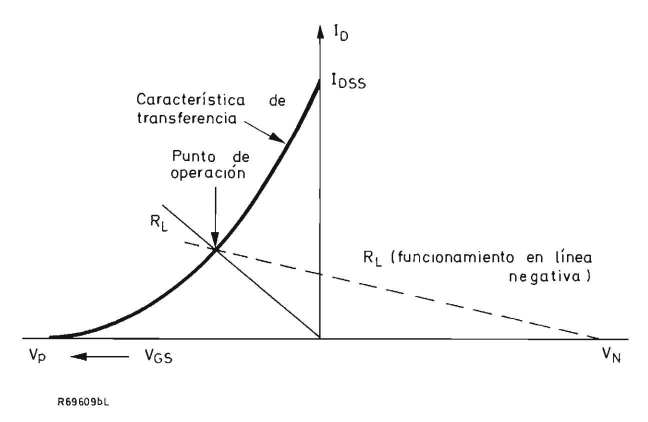


Figura 9b. Característica de transferencia y línea de carga para un seguidor de surtidor FET.

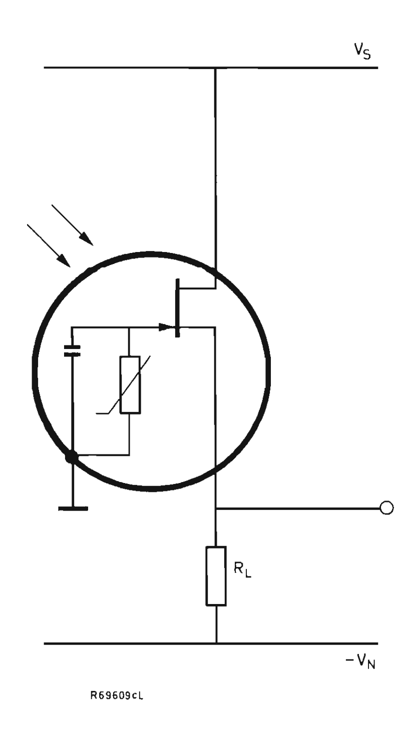


Figura 9c. Seguidor de surtidor FET con el surtidor conectado a la línea de negativo.

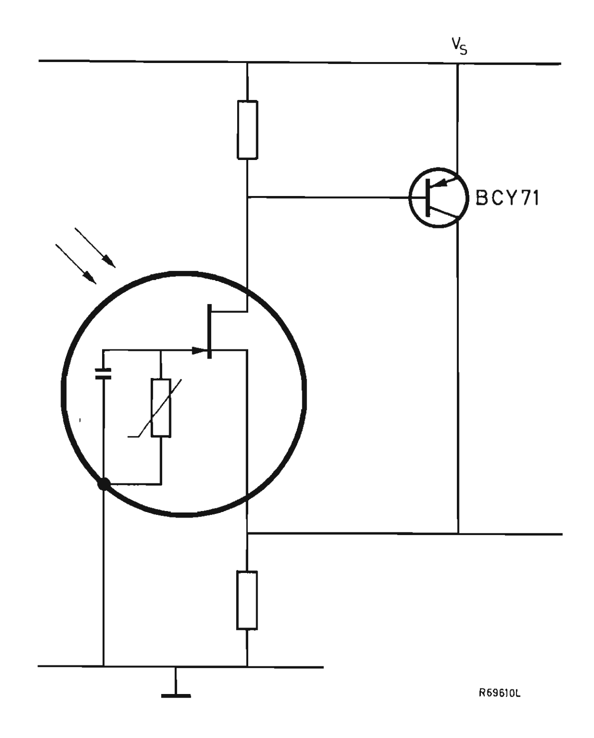


Figura 10. Preamplificador de ganancia unidad.

impedancia de salida es aproximadamente de 200 Ω. La salida en c.c., con entrada cero, estará entre 2 V y 7 V. Esta variación es la razón principal para limitar la ganancia, aunque se pueden conseguir ganancias más elevadas si se seleccionan los resistores que se conectan a cada FET. La ganancia proporcionada por este preamplificador es importante donde es necesario que el ruido sea bajo, ya que el ruido introducido por los siguientes amplificadores operacionales convencionales podría ser de lo contrario inoportuno.

AMPLIFICADORES

Si las etapas amplificadoras siguientes al preamplificador tienen que aumentar el nivel de ruido menos de un 10%, su tensión de ruido a la entrada debe ser menor que un tercio del ruido en la salida del preamplificador; es decir, su ruido a la entrada debe ser inferior a 80 $nVHz^{-1/2}$ (aproximadamente un tercio de 250 $nVHz^{-1/2}$) a 10 Hz. Un amplificador operacional adecuado es el TCA520B que tiene un nivel de ruido típico a la entrada de 30 $nVHz^{-1/2}$ a 10 Hz (como comparación, el 741 convencional tiene un nivel de ruido de 70 $nVHz^{-1/2}$ a 10 Hz).

Los circuitos amplificadores siguientes, que utilizan

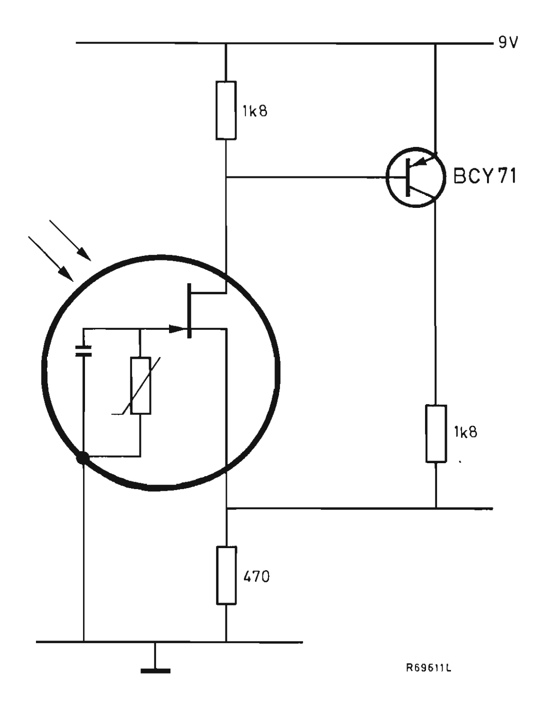


Figura 11. Preamplificador recomendado.

amplificadores operacionales, son adecuados para funcionar a baja frecuencia. Las constantes de tiempo de estos circuitos son grandes, y por lo tanto deberán utilizarse condensadores con bajas fugas para evitar derivas en c.c., como los de la gama 344. Otro factor a considerar en cada uno de estos circuitos es la necesaria corriente de polarización de entrada del amplificador operacional (100 nA para el TCA520B y 500 nA para el 741).

Amplificador de baja frecuencia

El amplificador que se muestra en la figura 12 tiene una ganancia en c.c. igual a la unidad y necesita una única tensión de alimentación. El condensador C_1 debe ser de bajas pérdidas. Las ecuaciones de diseño son:

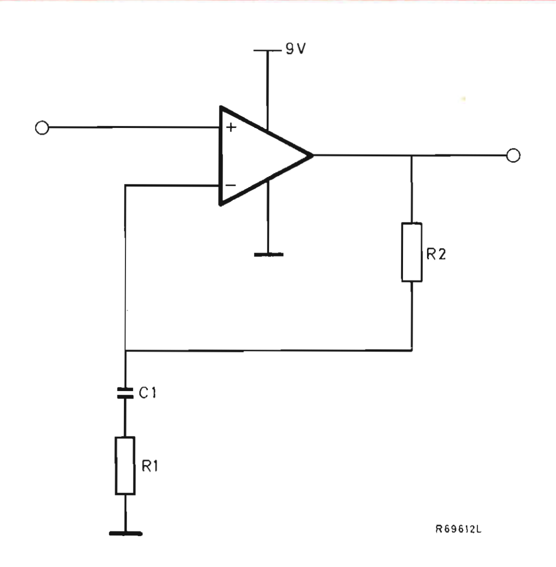


Figura 12. Amplificador de baja frecuencia con ganancia de c.c. igual a la unidad.

baja frecuencia de corte $\omega_L = \dfrac{1}{C_1 R_1}$,

ganancia por encima de ω_L $G = \dfrac{R_2 + R_1}{R_1}$,

tensión parásita del amplificador $V_{io} = I_L (R_2 + R_1)$,

donde I_L es la corriente de fugas a través de C_1.

Para una ganancia igual a 50 para frecuencias por debajo de 0,3 Hz, los valores típicos de los componentes son: $R_1 = 100\ k\Omega$, $R_2 = 5{,}6\ M\Omega$ y $C_1 = 4{,}7\ \mu F$.

Amplificador de baja frecuencia y bajo ruido

La figura 13 muestra un amplificador que tiene una respuesta de frecuencia similar a la del amplificador de la figura 12, pero produce menos ruido. Los valores típicos de los componentes son: $R_1 = 10\ k\Omega$, $R_2 = 5{,}6\ M\Omega$, $R_3 = 560\ k\Omega$ y $C_1 = 4{,}7\ \mu F$. La reducción de R_1 en un factor de 10 reduce su contribución al ruido desde 40 $mVHz^{-1/2}$ a 13 $nVHz^{-1/2}$. Un resultado similar se podría conseguir con el circuito de la figura 12, pero se necesitaría un condensador de 47 μF de bajas pérdidas.

Amplificador de c.a.

El amplificador que se muestra en la figura 14 responde solamente a señales de c.a. y su salida varía alrededor del potencial de tierra. Las ecuaciones de diseño son:

baja frecuencia de corte $\omega_L = \dfrac{1}{C_1 R_1}$,

ganancia por encima de ω_L $G = \dfrac{R_3 + R_2}{R_2}$,

tensión parásita amplificador $V_{io} = I_L R_1 \left(\dfrac{R_3 + R_2}{R_2} \right)$.

Los valores típicos de los componentes son: $R_1 = 200\ k\Omega$, $R_2 = 100\ k\Omega$, $R_3 = 5{,}6\ M\Omega$ y $C_1 = 4{,}7\ \mu F$.

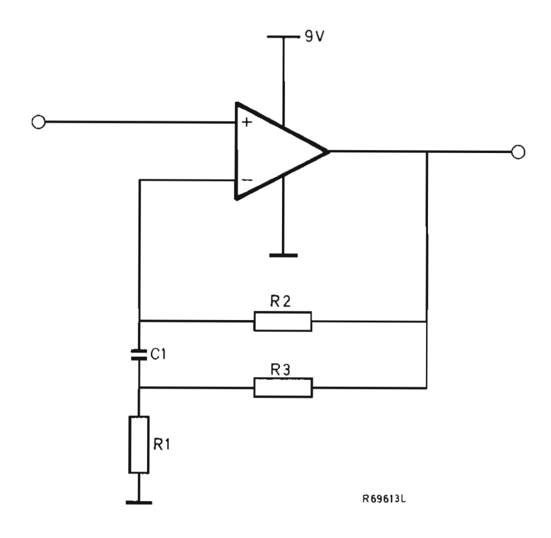


Figura 13. Amplificador de baja frecuencia y bajo ruido con ganancia de c.c. igual a la unidad.

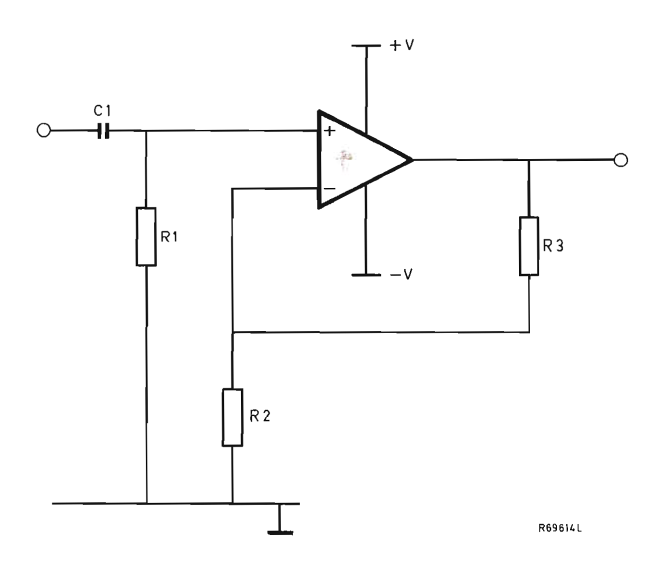


Figura 14. Amplificador de c.a.

Amplificador compensador de frecuencia

El amplificador que se muestra en la figura 15 responde solamente a señales de c.a. y puede ser utilizado para compensación de frecuencia. La tensión del elemento piroeléctrico disminuye al aumentar la frecuencia de la señal, mientras que la ganancia de este amplificador aumenta con la frecuencia (hasta ω_L), dando una respuesta total que es plana hasta ω_L. Hay que observar que en el extremo de baja frecuencia del margen de compensación, la tensión de ruido del amplificador operacional se hace dominante porque la impedancia de C_1 aumenta. Las ecuaciones de diseño son:

baja frecuencia de corte $\omega_L = \dfrac{1}{C_1 R_1}$

ganancia por encima de ω_L $G = -\dfrac{R_2}{R_1}$,

tensión parásita del amplificador $V_{io} = -I_L R_2$.

APLICACIONES

El elemento piroeléctrico producirá solamente una señal de salida si varía el flujo de la radiación incidente. Esto se puede conseguir moviendo el objeto de interés dentro y fuera del campo de visión o interrumpiendo la radiación incidente en el detector. Ambos métodos se utilizan en las siguientes aplicaciones.

Alarma antirrobo

Para detectar un intruso dentro del área protegida por el campo de visión de la alarma, se hace uso del movimiento del intruso para producir una variación en la radiación que alcanza el detector. El circuito se diseña de tal manera que necesita dos o más señales que excedan un umbral determinado dentro de un determinado tiempo, reduciéndose así la posibilidad de falsas alarmas.

En la figura 16 se muestra la disposición de una alarma. Las lentes para infrarrojos tienden a ser caras, como consecuencia, la alarma emplea un espejo; los espejos para infrarrojos son relativamente baratos, porque no necesitan tener una superficie pulida de alta calidad. El espejo está diseñado de tal forma que asegura que un intruso pasará dentro y fuera del campo de visión por lo menos dos veces. En la figura 17 se muestra una sección horizontal del espejo y en la figura 18 se da una fotografía de éste. El espejo está formado por cuatro segmentos, siendo cada uno una sección de 7 por 50 mm de una esfera de 100 mm de radio. Los segmentos están montados en un círculo de 50 mm de radio de forma que sus focos coincidan. El detector está montado en el foco. Por lo tanto, hay cuatro imágenes del detector proyectadas en el área protegida, asegurando el necesario disparo múltiple de la alarma. Es posible aumentar el número de facetas hasta veinte en cualquier plano (el límite está fijado por el campo de visión del detector de 145°), y se pueden añadir hileras por encima y por debajo para que cubra más en la dirección vertical.

El detector que se recomienda es el RPY86, que no responde a longitudes de onda por debajo de 6 μm. Por lo tanto, la mayor parte de la radiación del sol no es detectada, de forma que un fondo iluminado intermitente-

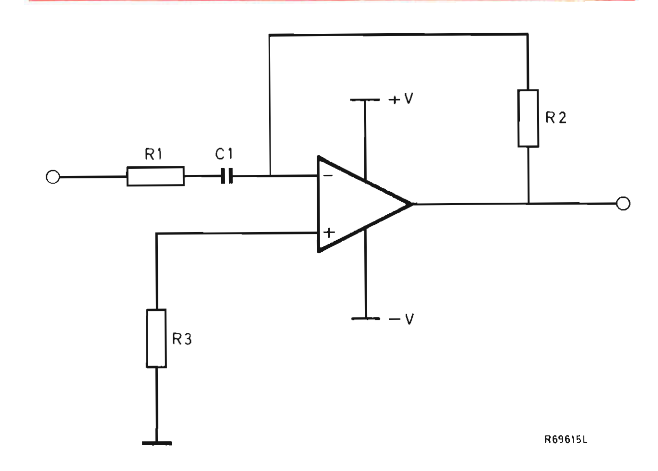


Figura 15. Amplificador compensador de frecuencia.

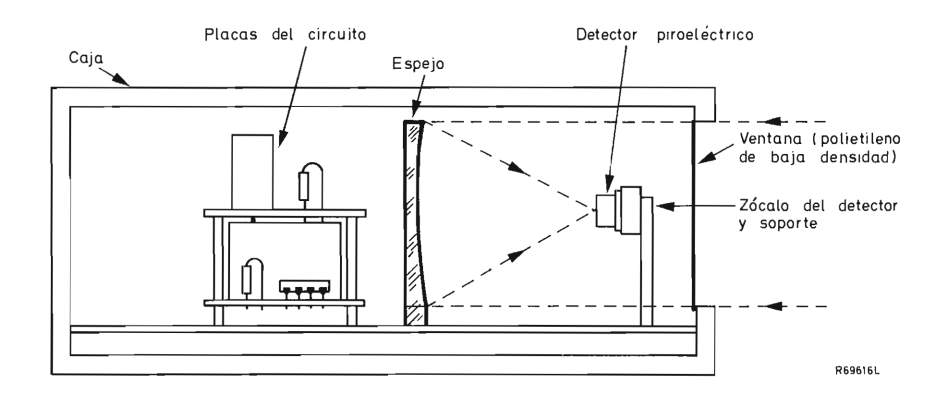


Figura 16. Prototipo de alarma antirrobo.

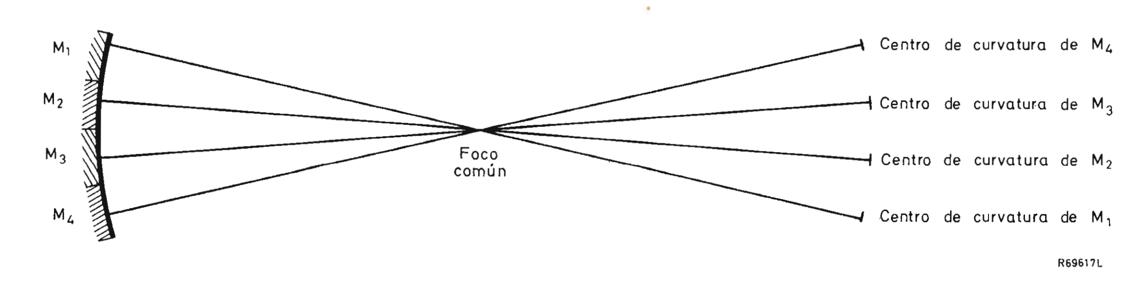


Figura 17. Sección transversal del espejo.

mente no disparará la alarma. El detector está montado en un zócalo de PTFE (politetrafluoretileno) en el extremo del recinto de tal forma que la obstrucción del campo de visión es mínima.

El detector y el espejo están colocados en una caja que tiene una ventana transparente al infrarrojo formada por una lámina de polietileno de baja densidad (que transmite el 95% de la radiación dentro del margen de interés). De esta forma se minimizan los disparos falsos provocados por el movimiento de la atmósfera inducido térmicamente.

Por ejemplo, si un hombre entra en el campo de visión hasta una distancia de 30 m del detector, esta combinación de óptica y detector es suficientemente sensible para disparar el circuito de alarma que se describe más adelante.

El circuito de la alarma se muestra en la figura 19. El preamplificador se describió anteriormente y está seguido de dos etapas de amplificación acopladas capacitivamente. La primera etapa tiene una ganancia igual a 100, y la ganancia de la segunda etapa se puede variar entre 10 y 100. La baja frecuencia de corte de esta combinación es 0,3 Hz y la alta frecuencia de corte igual a 10 Hz. La señal resultante se lleva a un circuito disparador que tiene un umbral de 1 V aproximadamente. Para reducir los efectos del ruido, este circuito disparador tiene una histéresis de unos 20 mV. Los impulsos de salida del disparador atacan a un diodo rectificador doblador. Cuando la salida de este diodo es superior a 1 V, funciona el segundo disparador que excita el relé de alarma.

Alarma antirrobo de bajo consumo de reposo

Se puede construir una alarma que funciona con principios similares a los del circuito descrito utilizando amplificadores operacionales programables tipo μA776. La corriente de reposo se reduce a 300 μA, permitiendo que la alarma se alimente a partir de pequeñas células recargables. En la figura 20 se da el circuito de esta alarma.

El resistor R_d en el circuito de drenador del FET tiene que ser seleccionado individualmente para cada detector. Ello es debido a que la entrada del primer amplificador operacional tiene que caer dentro del margen de 2

a 6 V y la variación de las características del FET (I_{DSS}) es demasiado grande para lograr esto con la elección de un solo resistor.

La construcción física de la alarma es similar a la descrita anteriormente. Sin embargo, es posible introducir dos mejoras útiles: la ventana puede ser una lámina de silicio en bruto de unos 40 X 30 mm y el espejo puede modificarse de modo que proporcione un mayor campo de visión. Cada segmento del espejo podría ser de 28 mm de alto por 20 mm de ancho en la parte superior y por 19 mm en la parte inferior; el espejo estaría ligeramente inclinado, asegurando que el detector no obstruye el campo de visión. Con cinco segmentos se puede obtener un campo de visión de unos 90°.

Otras aplicaciones sencillas

Interruptor de luz de escalera

Cualquiera de los dos circuitos de alarma descritos antes puede ser utilizado para detectar la presencia de alguna persona en un pasillo oscuro o escalera y encender entonces la luz. El circuito puede simplificarse si es necesario, pues la posibilidad de falsos disparos no es normalmente importante. La adición de un sensor de nivel de luz y un temporizador proporciona un sistema completamente automático y a prueba de malos tratos.

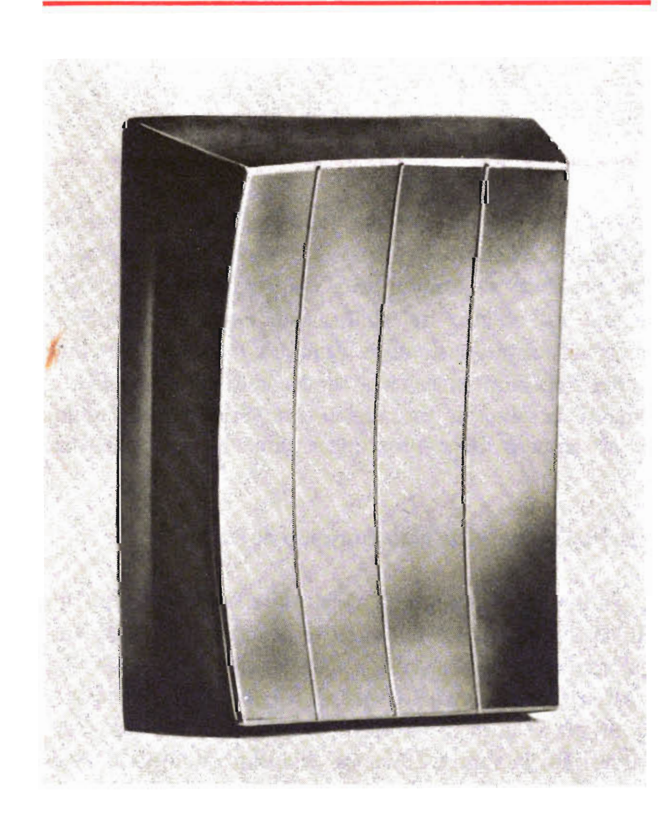


Figura 18. Espejo multi-facetado.

Alarma contra incendios

Los detectores también pueden tener aplicación en sistemas de alarma contra incendios. La naturaleza oscilante de las llamas y de los gases calientes proporcionan la modulación necesaria de la radiación de infrarrojos que recibe el detector. Como las llamas son fuente de abundante energía de infrarrojos, no es necesario utilizar ópticas colectoras.

Indicador de velocidad

Los detectores se pueden utilizar para medir velocidad. Se disponen dos detectores separados una distancia conocida y cada uno de ellos conectado a un circuito que consta de un preamplificador, un amplificador y un disparador (véase la figura 21). La velocidad de un objeto que pase moviéndose ante los detectores se mide determinando el tiempo entre las dos señales de los dos circuitos. (Se puede utilizar también un único detector con un divisor de haz.)

Clasificador

Se pueden utilizar los detectores para separar objetos de diferentes temperaturas, emisividades, conductividades térmicas o transmisión de la radiación. Por ejemplo, se pueden hacer pasar objetos idénticos por una cinta transportadora dentro del campo de visión de un detector. La magnitud de la señal de salida del detector será una medida de la temperatura de cada objeto con respecto a la del fondo. La señal de salida puede controlar un mecanismo de aceptación/rechazo. Una técnica similar puede utilizarse para marcar materiales en un proceso de banda contínua.

Aplicaciones que utilizan choppers para modular la radiación de infrarrojos (sin óptica colectora)

Radiómetro sencillo

Se puede construir un sencillo radiómetro colocando un mecanismo chopper enfrente del detector y definien-

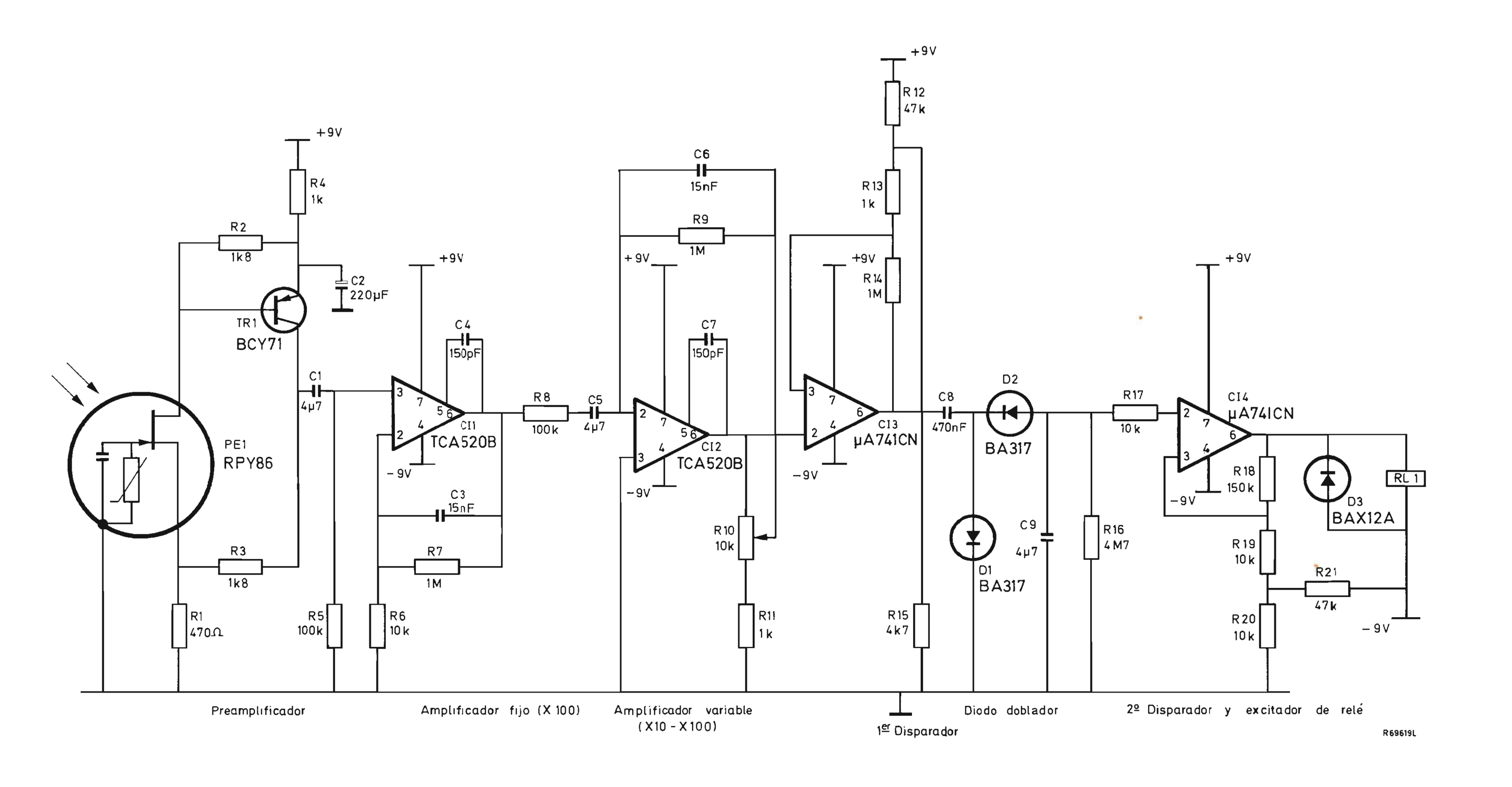


Figura 19. Circuito de la alarma antirrobo.

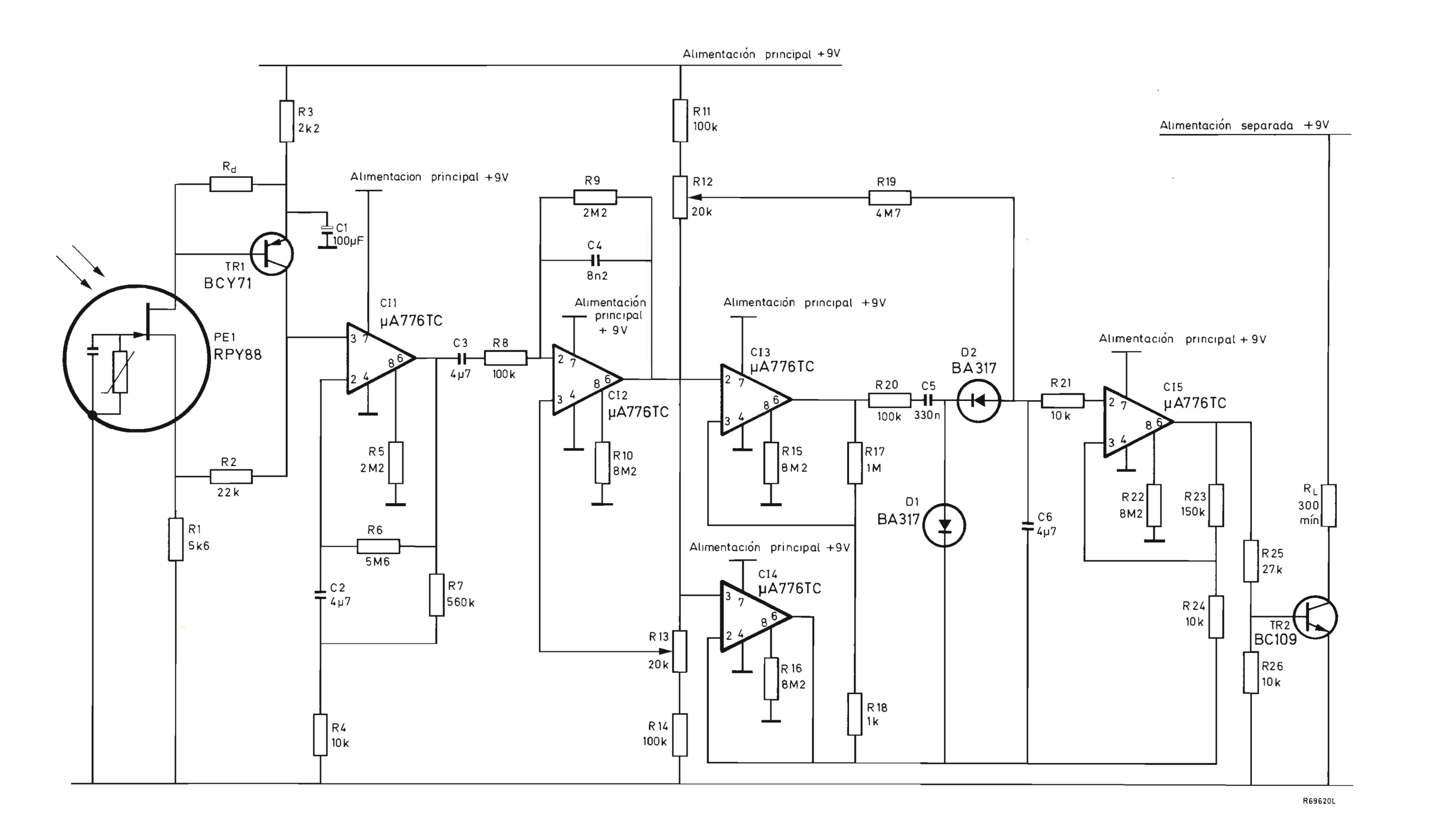


Figura 20. Alarma de intrusos con requisito de baja corriente.

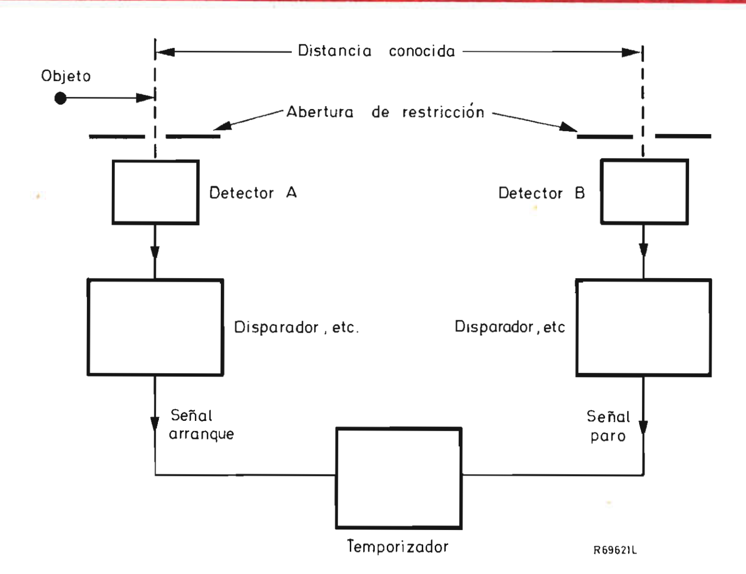


Figura 21. Medida de velocidad con dos detectores.

do el campo de visión con una abertura. La señal del detector S es:

$$S = \beta(e_2 T_2^4 - e_1 T_1^4),$$

donde e_1 es la emisividad de la lámina del chopper, T_1 es su temperatura (en grados Kelvin), e_2 es la emisividad del objeto, T_2 es la temperatura de éste y β es una constante. Las variaciones de T_1 se pueden compensar utilizando un transductor lineal de temperatura. Se puede utilizar un control de ganancia calibrado para permitir variaciones en la emisividad del objeto.

Radiómetro con compensación de la temperatura ambiente

Se puede construir un radiómetro que no necesita compensación de la temperatura de la lámina del chopper.

La radiación del objeto y la de una fuente de referencia interna pasan a través de aberturas idénticas y se dirigen alternativamente al detector piroeléctrico. La señal procedente del detector pasa a un detector sensible a la fase que utiliza una señal de referencia obtenida de la posición del dispositivo que emite las radiaciones. La salida del detector sensible a la fase es una medida de la diferencia de temperatura entre la fuente y la referencia. La señal de salida puede realimentarse de forma que controle la temperatura de la referencia interna o la del objeto (véase la figura 22). En el primer caso, la temperatura del objeto se obtiene del parámetro que controla la fuente de referencia (por ejemplo, la V_{BE} de un transistor de potencia). En el segundo caso, la temperatura del objeto es mantenida a un valor fijo. En ambos casos, el sistema actúa como un detector de cero y por lo tanto no depende de la respuesta del detector piroeléctrico.

Radiómetro con compensación de la emisividad del objeto

Se puede construir una tercera versión del radiómetro que elimina los errores debidos a las variaciones en la emisividad del objeto. La radiación del objeto se divide en dos regiones espectrales por medio de filtros y la radiación procedente de cada región espectral se hace incidir alternativamente en el detector. La relación entre las dos señales de salida del detector depende solamente de la temperatura del objeto. La radiación del objeto debe ser interrumpida periódicamente antes de ser filtrada, con el fin de que la radiación emitida por el filtro pueda ser eliminada como fuente de error.

Aplicaciones que utilizan choppers y ópticas colectoras

Radiómetro

La utilización de ópticas colectoras aumentará la energía radiante que incide en el detector, en razón directa a la relación entre el área de la abertura colectora y el área

mento sensible del detector. Como resultado, se pueden medir las temperaturas de áreas radiantes de objetos remotos (si su emisividad es conocida). El área observada de un objeto distante es definida por la imagen del elemento sensible en la óptica colectora.

Análisis espectral

Los detectores cerámicos piroeléctricos se pueden utilizar en espectrómetros de infrarrojos. Sin embargo, la potencia de ruido equivalente es diez veces mayor que en una célula Golay. Por lo tanto, la anchura de banda del instrumento necesitaría ser reducida 100 veces para conseguir la misma resolución. Parte de la anchura de banda, y por lo tanto de la velocidad puede recuperarse controlando la velocidad de la carta de tal forma que la velocidad de escritura se mantiene constante. Sin embargo, la resolución y velocidad inferiores serían probablemente aceptables en espectrómetros para enseñanza.

Análisis de gases

La presencia de algunos gases se puede detectar por la cantidad de radiación de infrarrojos que absorben a longitudes de onda características. Para detectar un determinado gas, se hace pasar radiación de infrarrojos con la longitud de onda característica de absorción del gas a través de una cámara de referencia que no contiene gas y a través de una cámara con una muestra de éste (la radiación se selecciona mediante filtros de banda estrecha). La transmisión relativa de la radiación de infrarrojos a través de las dos cámaras es una medida del gas investigado. La absorción del gas suele ser pequeña de tal forma que para tener una elevada sensibilidad será necesario que la radiación recorra una trayectoria larga. Se puede obtener una trayectoria larga en un espacio reducido utilizando la reflexión múltiple entre espejos. Este sistema puede utilizarse para detectar alcohol en el aliento (analizador de aliento) y para analizar la contaminación industrial y los gases de escape de los automóviles.

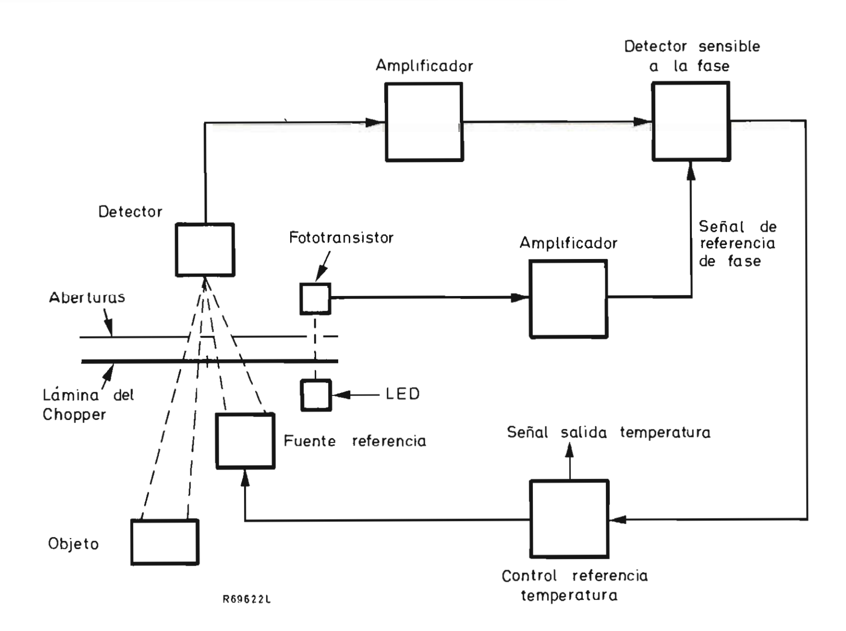


Figura 22. Sistema para determinar la temperatura de una fuente radiante.

Control de máquinas herramienta

Estos detectores son suficientemente robustos para poder ser utilizados en el control de máquinas herramienta. Un sistema de control puede utilizar un detector para contar el paso de franjas de interferencia que se producen al mover la herramienta. La distancia recorrida por la pieza de trabajo o herramienta está relacionada con el cómputo de franjas y con la longitud de onda de la radiación de infrarrojos.

EXPLICACION DE LOS TERMINOS UTILIZADOS

Campo de visión (FOV)

Se define el campo de visión relativo al centro del elemento como el ángulo máximo entre los rayos de radiación que pasan por el centro del elemento. (Hay que tener en cuenta que si el elemento es rectangular, el campo de visión en las esquinas es diferente al del centro.)

Respuesta

La unidad de respuesta es voltios de salida por vatio de radiación incidente. La salida se mide en la salida del preamplificador que tiene una ganancia igual a cinco (el preamplificador ha sido descrito anteriormente). Si se utiliza un preamplificador con diferente ganancia, la respuesta obtenida será diferente.

En los datos publicados, la respuesta está dada por cifras entre paréntesis, por ejemplo (500 K, 10) ó (10 μm, 10). Estas indican que la respuesta es medida para una fuente de cuerpo negro a 500 K, o para una longitud de onda de 10 μm con una frecuencia de interrupción de 10 Hz. En la práctica, la respuesta del detector no depende mucho de la longitud de onda (y por lo tanto de la temperatura del cuerpo negro) siempre que la radiación caiga dentro de la banda de transmisión de la ventana. La respuesta es fuertemente dependiente de la frecuencia de interrupción, cayendo en función del inverso de la frecuencia. En un sistema que incorpora filtros de infrarrojos es más conveniente utilizar en los cálculos los valores de respuesta dados en términos de longitud de onda, más que en términos de la temperatura del cuerpo negro.

Potencia de ruido equivalente (NEP)

La potencia de ruido equivalente indica la cantidad de energía incidente en el área sensible que da una salida eléctrica equivalente al ruido eléctrico. Como el ruido eléctrico es proporcional a la raiz cuadrada de la anchura de banda, la unidad es "vatios por raiz de hertzios". Las cifras entre paréntesis que dan la potencia de ruido equivalente, por ejemplo (500 K; 10, 1) ó (10 μm, 10, 1) se refieren a la temperatura del cuerpo negro o a la longitud de onda de la radiación a la frecuencia de medida y a la anchura de banda del sistema de medida, en este orden. La anchura de banda utilizada es normalmente 1 Hz pero podría ser cualquier valor. Las unidades de la potencia de ruido equivalente son independientes de la anchura de banda medida.

Los valores de la potencia de ruido equivalente y de la respuesta pueden utilizarse para calcular el ruido eléctrico equivalente a la salida de un preamplificador de ganancia igual a 5. En los cálculos de sistemas de gran anchura de banda hay que tener en cuenta la caída de la respuesta con el aumento de la frecuencia, y la integración de la potencia de ruido equivalente por la respuesta deberá ser para intervalos de anchura de banda relativamente pequeños.

RECOMENDACIONES GENERALES PARA EL USO DE DETECTORES DE INFRARROJOS CERAMICOS PIROELECTRICOS

1) Es aconsejable no quitar la caperuza protectora de plástico hasta que el detector haya sido conectado al circuito, para evitar la rotura accidental de la ventana. La grasa de los dedos es muy difícil de quitar de la ventana y alterará adversamente las propiedades de transmisión.
2) El circuito impreso y el zócalo en la vecindad del preamplificador y del detector deberán ser limpiados cuidadosamente. También todos los componentes deberán ser de tipos de bajo ruido y bajas pérdidas para asegurar los mejores resultados.
3) El material es inherentemente piezoeléctrico así como piroeléctrico. Es decir, producirá una salida eléctrica si se le aplica una fuerza, por ejemplo vibración (microfonía mecánica). Sin embargo este efecto es más bien pequeño comparado con la señal de salida producida por las variaciones del flujo de radiación incidente si el detector vibra en un campo de radiación no uniforme (microfonía óptica). Es por lo tanto importante que el detector esté montado firmemente, preferiblemente en un zócalo TO-5 convencional.
4) La carcasa no deberá ser nunca positiva con respecto a los terminales del surtidor o del drenador, ya que esto puede dañar al FET.
5) El detector es completamente capaz de funcionar a frecuencias de audio. Aunque la tensión de la señal disminuye cuando aumenta la frecuencia, el ruido también disminuye (pero en menor proporción). El detector puede trabajar a frecuencias más elevadas todavía si la radiación es muy intensa. Una precaución obvia consiste en no hacerlo funcionar nunca a frecuencias relacionadas con la red si no se utilizan técnicas especiales de apantallamiento.
6) Para frecuencias mayores que la frecuencia de ruptura térmica (1 Hz para los dispositivos RPY86 a 89), la forma de onda de la salida será triangular para una señal de radiación incidente de onda cuadrada. Si es

necesario se puede recuperar la forma de onda cuadrada por medio de diferenciación.

7) La radiación de las láminas del obturador debe restarse cuando se determina la temperatura de un objeto en el campo de visión de un pirómetro. Esto es más importante cuando la diferencia entre las temperaturas del obturador y del objeto es pequeña.
8) La radiación del fondo dentro del margen espectral del detector podría no cambiar dentro del paso de banda eléctrico del sistema.
9) El filtro "luz de día", montado en algunos detectores evita el paso de la mayor parte de la radiación de una fuente de cuerpo negro con su pico de emisión dentro de la región visible. Bloquea la radiación visible y la de infrarrojos de longitud de onda corta, pero permite el paso de la mayoría de la radiación de infrarrojos de longitud de onda larga.
10) No es aconsejable interrumpir la radiación en la parte del detector de la abertura de restricción porque esto produciría una señal modulada no deseada a los puntos calientes dentro del campo de visión del detector.
11) En un sistema que funciona a muy bajas frecuencias, el movimiento del aire en la línea de visión de un detector puede producir señales no deseadas. Si el detector está incluido en una caja con una ventana transparente al infrarrojo, se reduce el movimiento del aire cercano al detector. Como resultado el efecto disminuye mucho.

LISTA DE COMPONENTES

Alarma contra intrusos 1 (figura 19)

Resistores

Todos los resistores son de 0,5 W del 10%

R_1	470 Ω	metálico 2%
R_2	1,8 kΩ	metálico 2%
R_3	1,8 kΩ	metálico 2%
R_4	1 kΩ	metálico 2%
R_5	100 kΩ	metálico 2%
R_6	10 kΩ	
R_7	1 MΩ	
R_8	100 kΩ	
R_9	1 MΩ	
R_{10}	10 kΩ	potenciómetro preajuste miniatura
R_{11}	1 kΩ	
R_{12}	47 kΩ	
R_{13}	1 kΩ	
R_{14}	1 MΩ	
R_{15}	4,7 kΩ	
R_{16}	4,7 MΩ	
R_{17}	10 kΩ	
R_{18}	150 kΩ	
R_{19}	10 kΩ	
R_{20}	10 kΩ	
R_{21}	47 kΩ	

Condensadores

C_1	4,7 μF
C_2	220 μF, 16 V
C_3	15 nF
C_4	150 pF
C_5	4,7 μF
C_6	15 nF
C_7	150 pF
C_8	470 nF
C_9	4,7 μF

Diodos

D_1	BA317
D_2	BA317
D_3	BAX12A

Transistor

TR_1 BCY71

Detector piroeléctrico

PE1 RPY86

Circuitos integrados

CI_1	TCA520B
CI_2	TCA520B
CI_3	μA741CN
CI_4	μA741CN

Relé

RL_1 95 A-espira, 6 V

Alarma contra intrusos tipo 2 (figura 20)

Resistores

Todos los resistores son de 0,5 W del 10%

R_1	5,6 kΩ	metálico 2%
R_2	22 kΩ	metálico 2%
R_3	2,2 kΩ	metálico 2%
R_4	10 kΩ	
R_5	2,2 MΩ	
R_6	5,6 MΩ	
R_7	560 kΩ	
R_8	100 kΩ	
R_9	2,2 MΩ	
R_{10}	8,2 MΩ	
R_{11}	100 kΩ	

R_{12} 20 kΩ potenciómetro preajuste miniatura
R_{13} 20 kΩ potenciómetro preajuste miniatura
R_{14} 100 kΩ
R_{15} 8,2 MΩ
R_{16} 8,2 MΩ
R_{17} 1 MΩ
R_{18} 1 kΩ
R_{19} 4,7 MΩ
R_{20} 100 kΩ
R_{21} 10 kΩ
R_{22} 8,2 MΩ
R_{23} 150 kΩ
R_{24} 10 kΩ
R_{25} 27 kΩ
R_{26} 10 kΩ
R_L carga (por ejemplo relé). Valor mínimo 300 Ω
R_d ver texto

Condensadores
C_1 100 μF, 25 V
C_2 4,7 μF
C_3 4,7 μF
C_4 8,2 nF
C_5 330 nF
C_6 4,7 μF

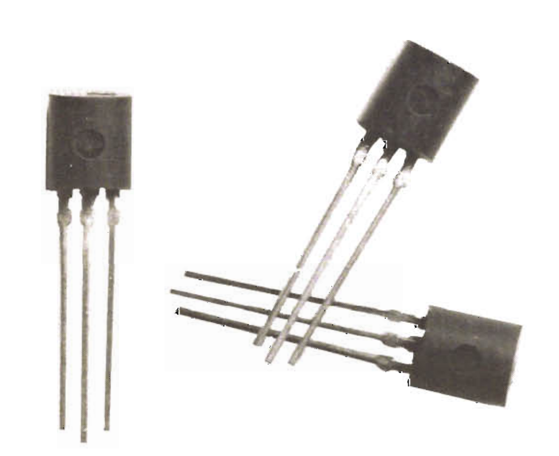
Transistores
TR_1 BCY71
TR_2 BC109

Diodos
D_1 BA317
D_2 BA317

Circuitos integrados
CI_1 μA776TC
CI_2 μA776TC
CI_3 μA776TC
CI_4 μA776TC
CI_5 μA776TC

Detector piroeléctrico
PE_1 RPY88

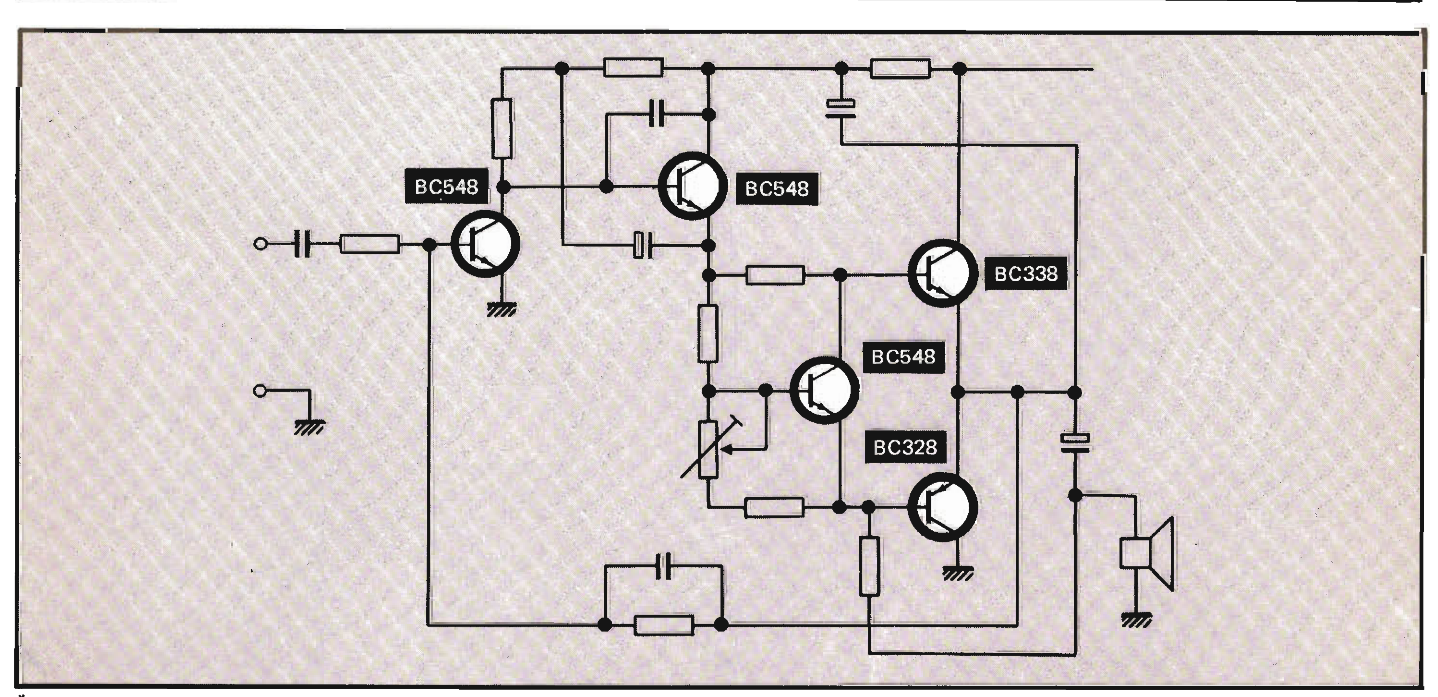
NUEVOS TRANSISTORES EN CAPSULA TO-92



La gama de nuevos transistores de baja frecuencia en cápsula TO92 de producción local incluye la familia **BC327/337** y **BC635/636** de 0,5 a 1 A respectivamente*.
Estos transistores vienen a sustituir, para nuevos diseños, a los de la serie **AC187/188.**
Gracias a su especial diseño, la máxima potencia disipada es de 0,8 a 1 vatio (Tamb = 25°C). Se emplean en:

- etapas excitadoras
- amplificadores de audio
- radio, radio portátil
- televisión en color y en blanco/negro
- aplicaciones generales

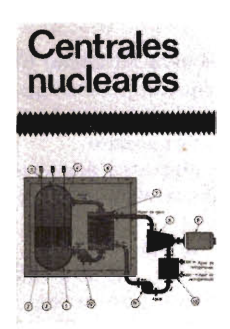
Ic (A)	NPN 25 V	PNP 25 V	NPN 45 V	PNP 45 V	NPN 60 V	PNP 60 V	NPN 100 V	PNP 100 V
0,5	**BC338**	**BC328**	**BC337**	**BC327**				
1	**BC368**	**BC369**	**BC635**	**BC636**	**BC637**	**BC638**	**BC639**	**BC640**



*Próximamente se introducirán en cápsula TO92 los transistores de salida de vídeo complementarios, clase B, **BF422/423.**

Bibliografía

CENTRALES NUCLEARES
MONOGRAFIAS CEAC DE ELECTRICIDAD
Ediciones Ceac. Vía Layetana 17. Barcelona 3
Un volumen de 240 páginas (23,5 x 15,5 cm). 1974



El contenido de este libro corresponde a parte del tomo *Centrales eléctricas* de la "Enciclopedia de Electricidad" publicada por esta editorial. Se ha realizado esta separación para facilitar su adquisición a las personas interesadas por este tema.

En este volumen se estudian los elementos que constituyen las centrales eléctricas nucleares y la propia estructura interna de éstas. El primer capítulo está dedicado a los conceptos comunes a todas las centrales eléctricas nucleares. En los seis capítulos siguientes se estudian las centrales nucleares propiamente dichas, incluyendo previamente unos conocimientos fundamentales de Física Nuclear, para que el lector pueda comprender fácilmente el tema. Se dedica un capítulo al conocimiento de los materiales especiales utilizados en las centrales nucleares y otro al estudio de los distintos tipos de reactores nucleares. Finalmente, se describen detalladamente las tres clases de centrales nucleares que actualmente se aprovechan industrialmente mediante la descripción de centrales nucleares típicas que ya están en funcionamiento.

RUFUS P. TUNER

125 CIRCUITOS CON UN SOLO TRANSISTOR
Paraninfo. Magallanes 25. Madrid 15
Un volumen de 220 páginas (21,5 x 15,5 cm). 1978

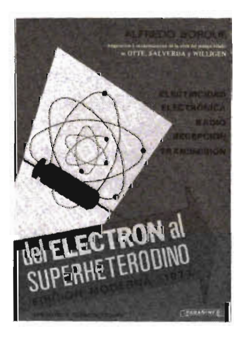


En este libro se describen 125 circuitos diferentes accionados por un solo transistor con el fin de resaltar la utilidad de este dispositivo semiconductor. En todos estos circuitos se emplean solamente unos cuantos tipos de transistores poco costosos, aunque están representadas todas sus variedades: germanio, silicio, NPN, PNP, de unión y de efecto de campo. Además, todos estos circuitos se pueden montar y comprobar fácilmente y sin equipos especiales y muchos de ellos pueden ser combinados, efectuándose montajes mixtos de amplificadores y osciladores, para adaptarlos a los requisitos de los sistemas individuales.

Por lo tanto, este libro será de utilidad al estudiante que desea disponer de algunos circuitos típicos y al aficionado que podrá contar con una serie de circuitos ya diseñados y comprobados.

ALFREDO BORQUE

DEL ELECTRON AL SUPERHETERODINO
Paraninfo. Magallanes 25. Madrid 15
Un volumen de 426 páginas (24 x 17 cm). 1977



Este libro es una adaptación y modernización de la obra del mismo título de Otte, Salverda y Willigen. Está especialmente indicado para aquellas personas que se dediquen o hayan de dedicarse a la reparación de aparatos electrónicos, ya que les proporcionará unas bases sólidas que les permitan enfrentarse con cualquier aparato.

Como el título indica, se trata de una exposición progresiva que abarca desde los primeros fundamentos de la electricidad hasta los más complicados circuitos de receptores.

La obra está dividida en seis partes: en la primera se dan nociones de electricidad; la segunda se ocupa de los principios de radiotecnia, con la teoría de los diodos especiales, válvulas, transistores y circuitos integrados. En la tercera parte se estudia el receptor superheterodino transistorizado; la cuarta parte está dedicada a los circuitos de audio y grabación de sonido; la quinta ofrece el estudio de los instrumentos de medida y sus aplicaciones. Y finalmente la obra termina con recomendaciones e instrucciones para la asistencia técnica y taller de servicio.

J. RUBIO MARIN

REPARACION DE SELECTORES Y SINTONIZADORES DE TV
Paraninfo. Magallanes 25. Madrid 15
Un volumen de 140 páginas (21 x 15,5 cm). 1978



Este libro, eminentemente sencillo y práctico, escrito con un lenguaje claro y prescindiendo de toda teoría, está especialmente dedicado a los técnicos de reparación de televisores con el fin de ayudarles en su labor. Está dividido en dos partes: selectores a válvulas y selectores con transistores. En cada una de ellas se da una guía de la forma de examinar los selectores y sintonizadores de las firmas que con más frecuencia se pueden encontrar en los televisores actuales: Fagor, Roselson, Standard, Marconi, Miniwatt, Erka, etc.

signetics

Circuitos integrados

REGULADORES DE TENSION

COPRESA le ofrece el regulador de tensión que usted necesita

SERIES	Tensiones de salida (V)	Máx. tensión entrada (V)	Corriente salida (A)	Cápsulas
LM109/209/309	+5	40	1	TO3 TO39
78..	+5; +6; +8; +12; +14; +15; +18; +24	40	1	TO3 TO220U
78 HV..		60		
78 L..	+2; +2,6; +5; +6; +6,2; +12; +15	40	0,1	TO39 TO92
78 M..	+5; +6; +8; +12; +15; +20; +24	40	0,5	TO39 TO220U
78 MHV..		60		
79..	–5; –5,2; –6; –8; –12; –15; –18; –24	–40	1	TO3 TO220U
79 M..	–5; –6; –8; –12; –15; –20; –24		0,5	TO39 TO220U
NE 5550	±5; ±6; ±12; ±15; +5/–12; +12/–6	40	0,2	TO116 TO220U1
NE/SE 550	precisión +2 a +37	40	0,15	TO100 TO116
μA723/723C				
78G	ajustable +5 a +30	40	1	TO3 TO220U1
78MG			0,5	TO39 TO220U1
79G	ajustable –30 a –2,2	–40	1	TO3 TO220U1
79MG			0,5	TO39 TO220U1

TO3

TO39

TO92

TO100

TO116

TO220U

TO220U1

Circuitos integrados para TV color

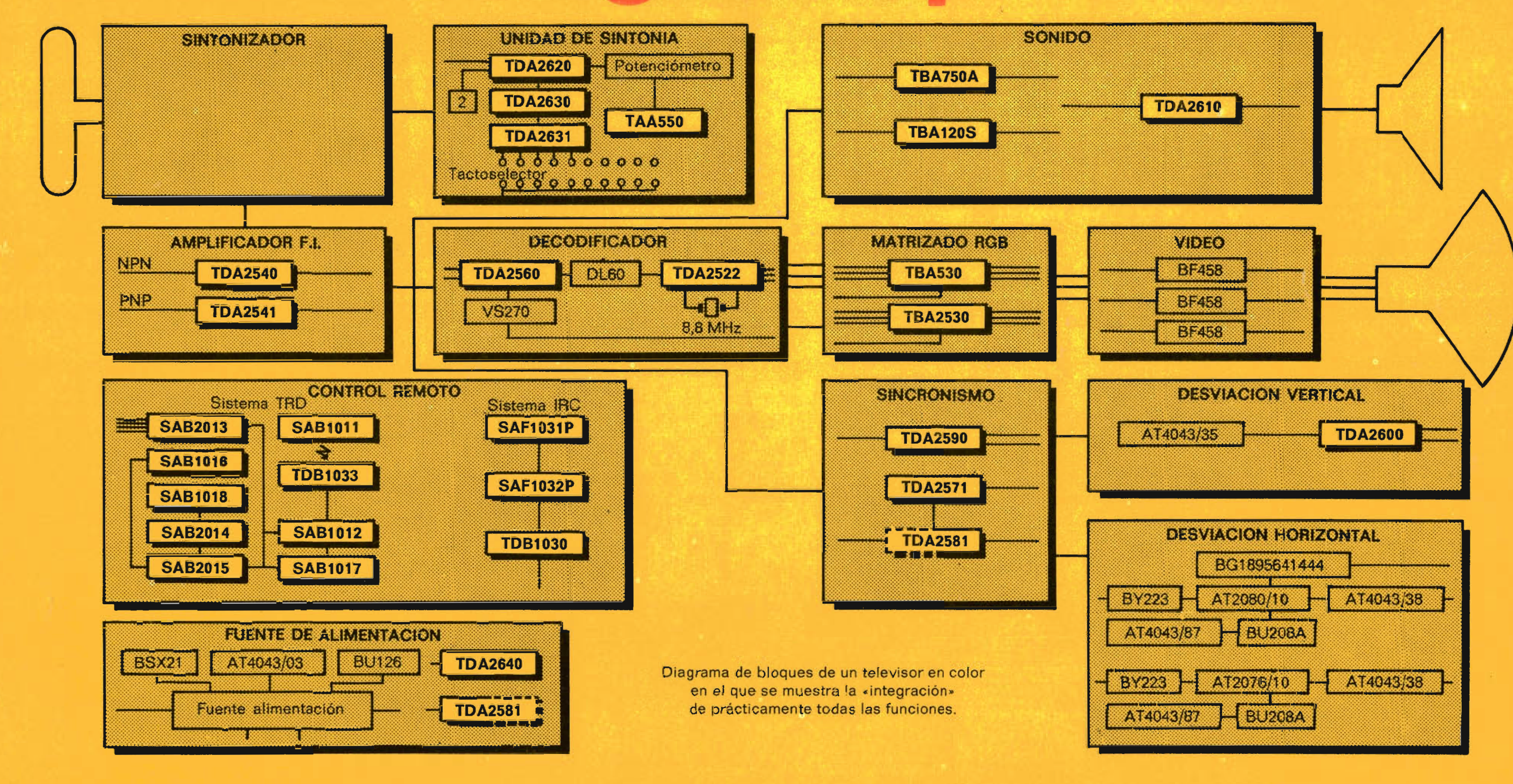
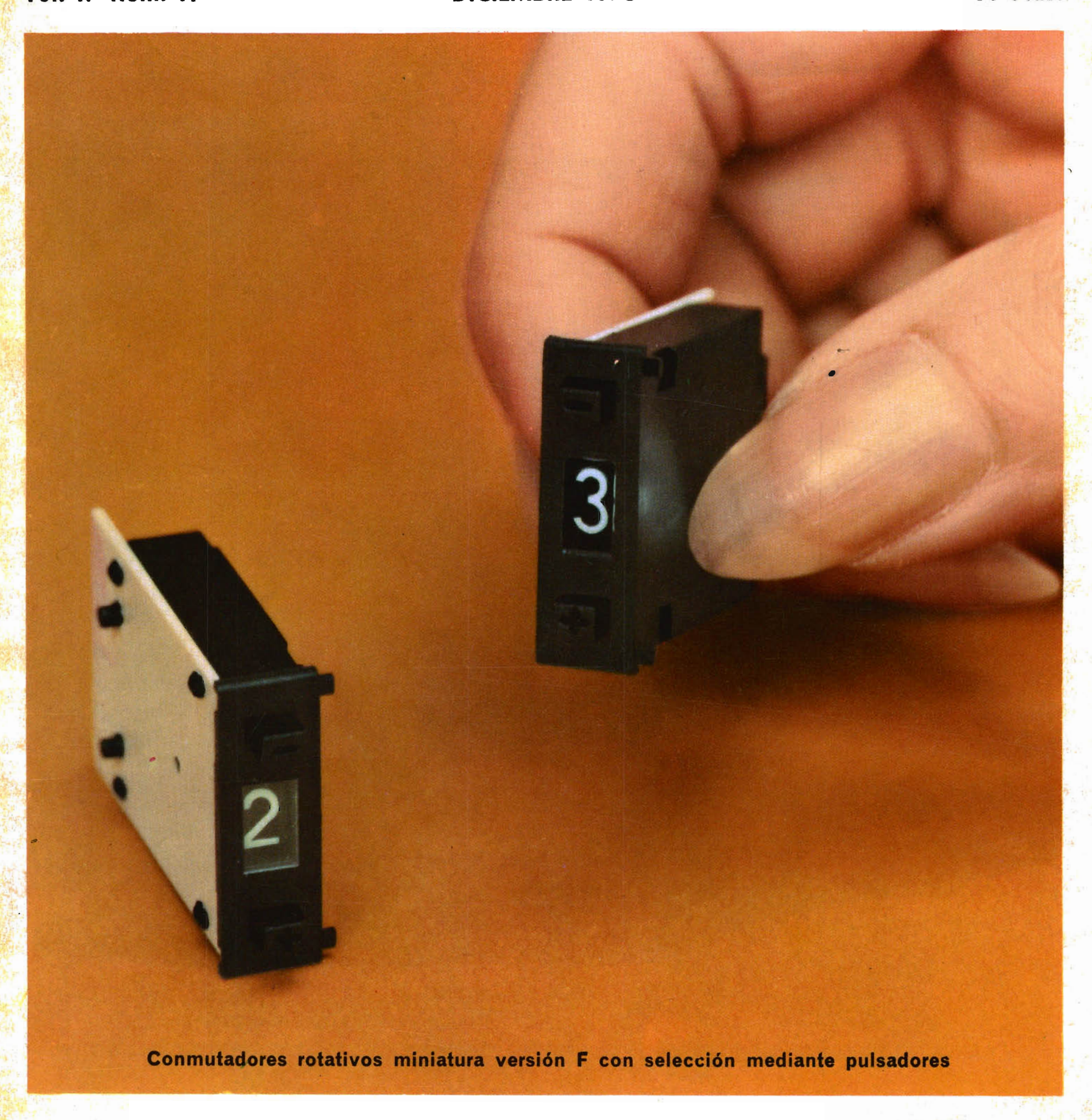


Diagrama de bloques de un televisor en color en el que se muestra la «integración» de prácticamente todas las funciones.

REVISTA Miniwatt

Vol. 17-Núm. 11 DICIEMBRE 1978 50 Ptas.



Conmutadores rotativos miniatura versión F con selección mediante pulsadores

CONMUTADORES ROTATIVOS





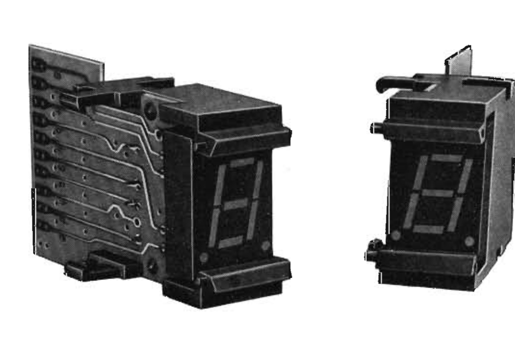
SERIE INDUSTRIAL

- Versión T, para la selección de la cifra mediante rotor.
- Versión B, para la selección mediante pulsadores.
- Gama completa en conmutadores decimales, codificación y decodificación.
- Disponibles con terminales para conexión wire-wrap



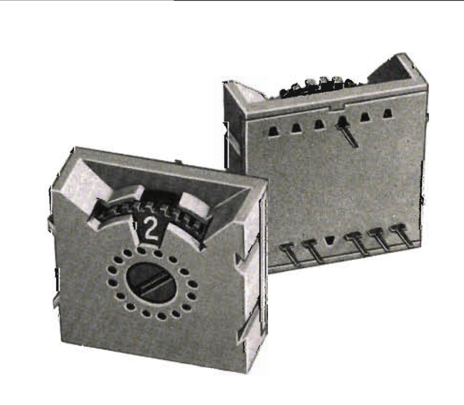

SERIE MINIATURA

- Versión normalizada para la selección de la cifra mediante rotor.
- Versión F, para la selección mediante pulsadores.
- Existe la misma gama que en la serie industrial.



SERIE 84, MODULOS VISUALIZADORES 7-SEGMENTOS

- Permite realizar el montaje de sistemas de visualización en combinación con los conmutadores rotativos miniatura.
- Punto decimal a la izquierda.
- Dimensiones 11 x 7,62 mm.
- Posibilidad de suministro: visualizador, visualizador y decodificador montado en módulo TTL compatible, versiones C—MOS compatible.
- Opciones: — rotor iluminado.
  - terminales para conexión wire-wrap.



NUEVA SERIE E

- Conmutadores para montaje directo sobre placas de circuito impreso.
- Versiones en decimal y hexadecimal.
- $V_{máx.}$ = 250 V. $I_{máx.\ conmut.}$ = 0,15 A

REVISTA "Miniwatt"



VOLUMEN 17 - Número 11

Se estudia con detalle el circuito integrado TDA2610 que es un circuito de salida de audio diseñado principalmente para ser utilizado en receptores de TV. Sus principales características son: alto grado de integración, baja distorsión de salida, no necesita un filtrado perfecto de la alimentación de c.c. El circuito TDA2610A es una versión del TDA2610 que tiene un regulador de tensión en paralelo para evitar el efecto de "sonido en la imagen".

Después de una breve descripción del estado cristal-líquido, se discuten los tipos de cristales líquidos y se estudian sus propiedades más importantes. Se describe la fabricación, la elección de materiales y la construcción de visualizadores. Se examina la calidad final, la fiabilidad y la vida útil.
La segunda parte de este artículo trata de la utilización de los visualizadores de cristal líquido, de los factores que gobiernan la fiabilidad y de los requisitos de los circuitos excitadores.

La técnica de la medida del paso de líquidos basada en las propiedades de los ultrasonidos presenta grandes ventajas con relación a los sistemas clásicos destinados a realizar medidas de caudal de líquidos.



REVISTA Miniwatt

PUBLICACION DE APLICACIONES ELECTRONICAS

DIRECCION: Luis Roiz Noriega. EDICION: Juan Garriga Pujol. REDACCION: María Dolores Forns-Samso. DELINEACION Y COMPAGINACION: Victoria Campillo Grau. SUSCRIPCION: Rosa María Torres.

PUBLICADA POR
COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números) . . . . 450 Ptas.
GASTOS ENVIO CONTRA-REEMBOLSO . . . . 30 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR . . . . 50 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO . . . . 25 Ptas.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61

GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

CIRCUITOS DE SALIDA DE AUDIO TDA2610 Y TDA2610A

Se estudia con detalle el circuito integrado TDA2610 que es un circuito de salida de audio diseñado principalmente para ser utilizado en receptores de TV. Sus principales características son: alto grado de integración, baja distorsión de salida, no necesita un filtrado perfecto de la alimentación de c.c.

El circuito TDA2610A es una versión del TDA2610 que tiene un regulador de tensión en paralelo para evitar el efecto de "sonido en la imagen".

1. Introducción

El circuito de salida de audio TDA2610 simplifica enormemente el diseño del circuito ya que el número de componentes periféricos que se precisan se reduce al mínimo. El encapsulado es de plástico y está provisto de 16 patillas en dos filas y, con una alimentación de 25 V de c.c., puede dar una potencia de salida de 7 W (10% de distorsión total) en una carga de 10 Ω. La sensibilidad típica de entrada es 100 mV eficaces y la impedancia típica de entrada es de 45 kΩ. La etapa de salida complementaria en clase B asegura un bajo consumo de corriente. Utilizando la posibilidad de rechazo de rizado, un rizado de 500 mV eficaces en una alimentación de 25 V de c.c. no producirá ningún zumbido apreciable.

Aunque el circuito integrado TDA2610 está diseñado principalmente para utilizarlo en receptores de TV, su forma compacta también es útil para su empleo en receptores de radio así como en magnetofonos y tocadiscos.

En resumen, el TDA2610 tiene las siguientes características:

- alto grado de integración de modo que la circuitería periférica es mínima;
- baja distorsión de salida debido a la realimentación interna degenerativa;
- no es preciso un filtrado perfecto de la alimentación de c.c. debido a la posibilidad de rechazo de rizado;
- caída térmica si la temperatura del chip sube demasiado.

Para evitar "sonido en la imagen" (anchura de imagen modulada por el nivel de salida de sonido) cuando la alimentación de c.c. se obtiene a partir del transformador de salida de línea, se debe utilizar la versión TDA2610A. Este circuito de salida de audio (compatible con el TDA2610) tiene un regulador de corriente en paralelo para que su funcionamiento se realice con una corriente constante, es decir, que el consumo de corriente sea independiente de la potencia de salida de audio.

2. Descripción del circuito

2.1. Generalidades

Las figuras 1 y 2 muestran el circuito del TDA2610 (sin regulador de corriente) y del TDA2610A (con regulador de corriente) respectivamente, los circuitos periféricos se indican con líneas a trazos. La red de realimentación degenerativa R_{11} y R_{12}, integrada en el chip, proporciona una estabilización del punto medio (V_{16}) y establece una realimentación total de 34 dB. La red C_2R_{21} en la salida suprime las oscilaciones que se producen con cargas muy inductivas.

La ganancia de tensión de lazo cerrado del circuito es:

$$(R_{11} + R_{12})/R_{11},$$

ó 70,7 veces (37 dB), valor típico. Debido a que la impedancia de entrada de TR_{14} (algunas decenas de MΩ) es mucho mayor que R_9, la impedancia típica de entrada del circuito de salida de sonido es de 45 kΩ.

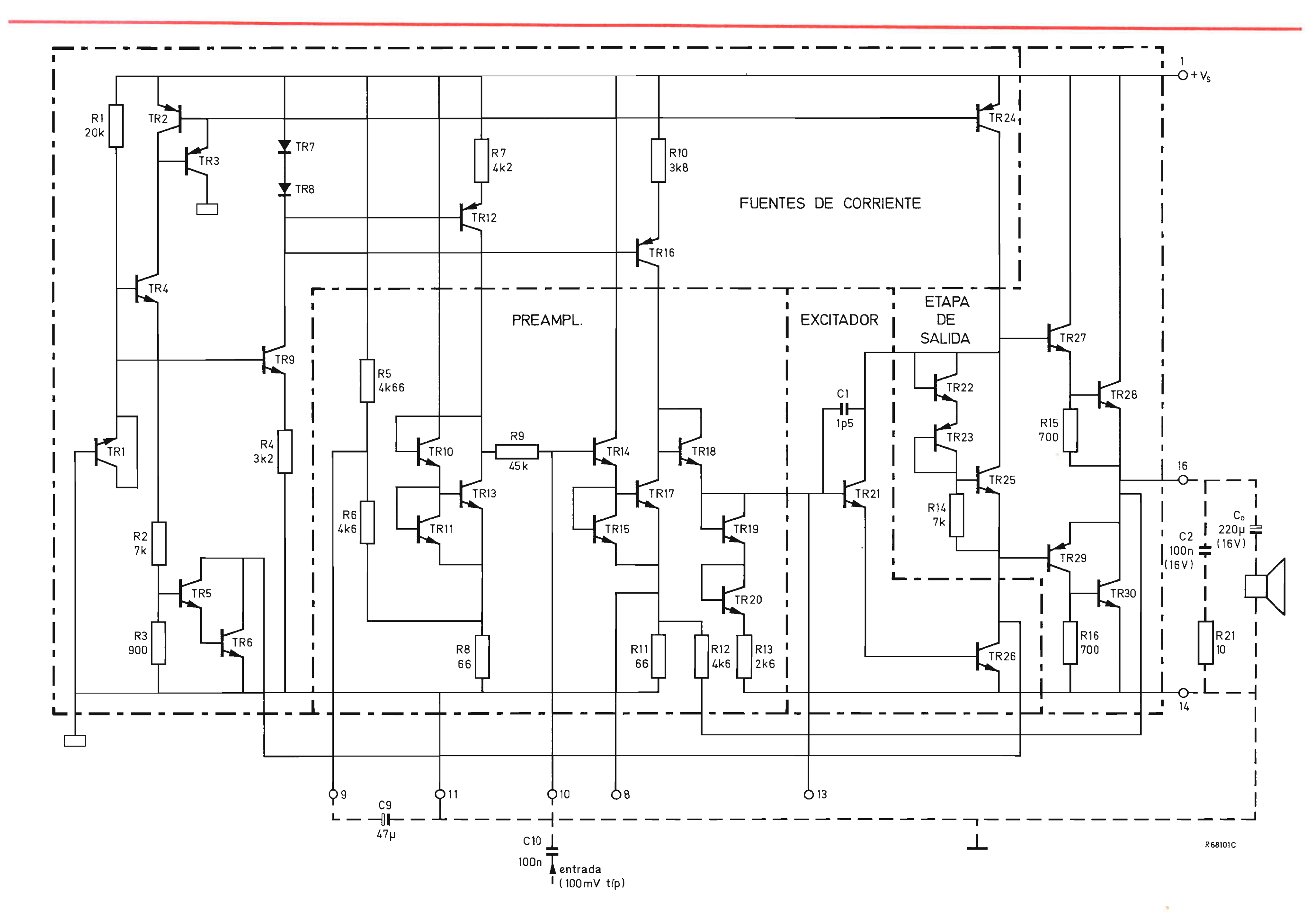


Figura 1. Esquema del circuito TDA2610. Las líneas a trazos muestran el circuito externo. C_9 = condensador supresor de zumbidos.

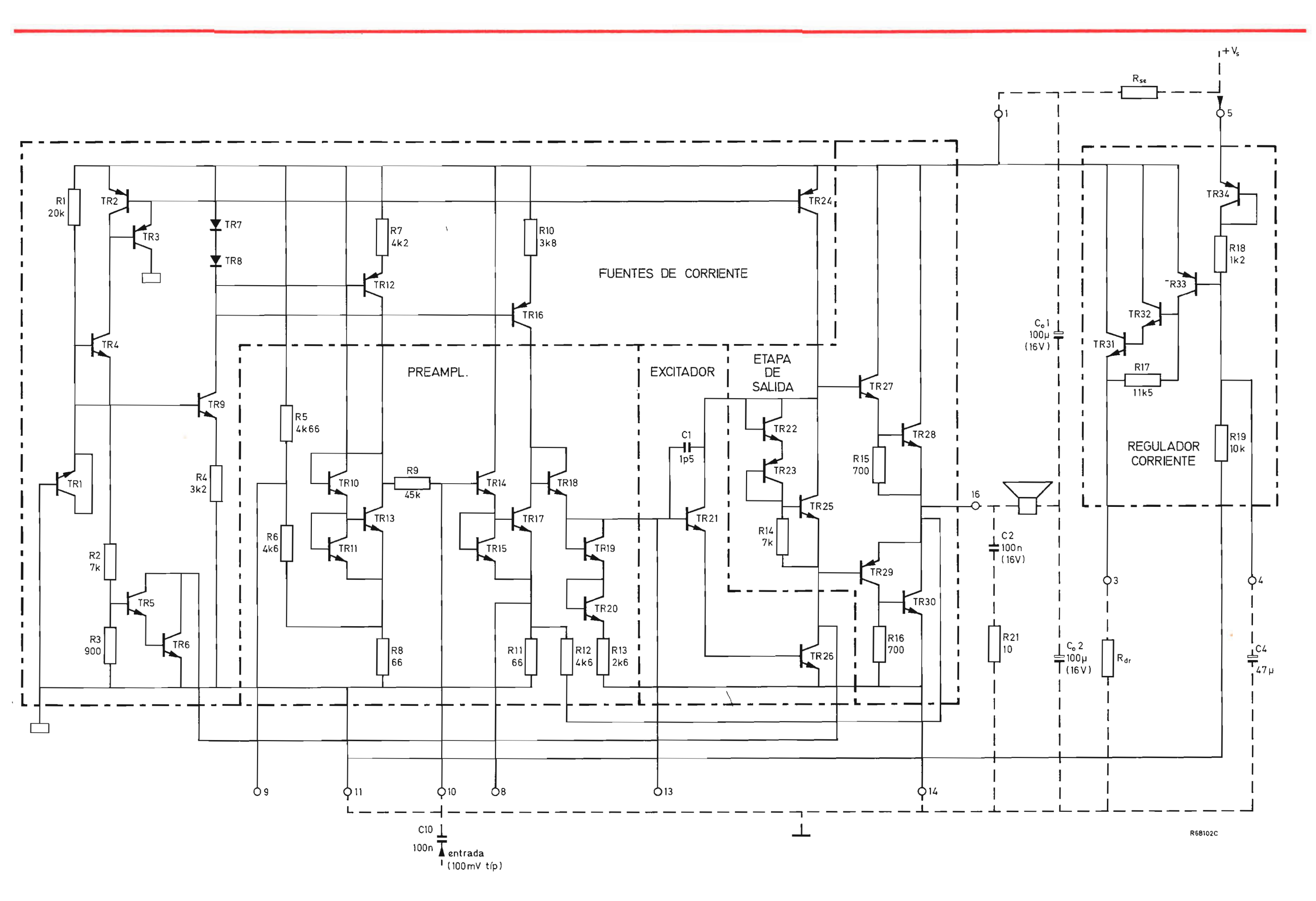


Figura 2. Esquema del circuito TDA2610A. Las líneas a trazos muestran el circuito externo. R_{se} = resistor sensor del regulador de corriente; R_{dr} = resistor que absorbe la excesiva corriente de alimentación; C_4 = condensador supresor de zumbidos.

El TDA2610A (figura 2) tiene un regulador de corriente en paralelo que mantiene constante la caída de tensión a través del resistor sensor R_{se} (entrada). Es decir, la corriente continua de alimentación no variará con el nivel de salida de sonido. Cualquier exceso de la corriente de alimentación que se produzca para una potencia menor que la de salida total se derivará por el resistor drenador de corriente R_{dr}.

A continuación se indican las características de las distintas secciones de los circuitos que se muestran en las figuras 1 y 2.

2.2. Preamplificador

El preamplificador, figura 3, está equilibrado de forma que compense los efectos que producen en el funcionamiento del transistor las variaciones de temperatura y las dispersiones de ganancia de c.c. Los transistores TR_{13}, TR_{17} se alimentan a partir de las fuentes de corriente TR_{12} TR_{16}, que estabilizan el ajuste de c.c. del preamplificador y evitan la modulación de las corrientes de colector por el rizado en la alimentación de c.c. Debido a que 20 μA se derivan a TR_{18} TR_{19} TR_{20}, la fuente de corriente TR_{16} está realizada para entregar una corriente ligeramente superior que la fuente de corriente TR_{12} (el resistor del emisor, R_{10}, en las figuras 1 y 2 es de valor menor que R_7). Por lo tanto, TR_{13} y TR_{17} tendrán las mismas corrientes de colector.

Para las dos mitades idénticas del preamplificador que se considera tengan las mismas corrientes, se mantiene la siguiente condición:

$$V_S \frac{R_8}{R_5 + R_6 + R_8} = V_{16} \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} + I_{B14} R_9, \tag{2.1}$$

donde I_{B14} es la corriente de base de TR_{14}. La configuración TR_{14} TR_{15} TR_{17} es un amplificador tipo Darlington y espejo de corriente (TR_{15} TR_{17}). Como resultado, I_{B14} es pequeña y tiene pocas variaciones, por lo que no tendrá influencia apreciable en la tensión del punto medio, V_{16} (véase la ecuación). La relación I_{C17}/I_{E14} del espejo de corriente depende principalmente de la relación de las áreas de los emisores de TR_{17} y TR_{15}: $K = A_{E17}/A_{E15}$.

Se puede demostrar que:

$$\frac{I_{C17}}{I_{E14}} = \frac{1}{\frac{1}{K} + \frac{1}{h_{FEnpn}}} \tag{2.2}$$

Como K se toma igual a 10 y la ganancia de corriente contínua, h_{FEnpn} tiene un valor típico igual a 160 (variable entre 80 y 320), la ecuación (2.2) se simplifica a:

$$I_{C17}/I_{E14} \approx K. \tag{2.3}$$

Por tanto, la ganancia de corriente continua de TR_{14} TR_{15} TR_{17} es:

$$I_{C17}/I_{B14} \approx K h_{FEnpn}. \tag{2.4}$$

Para I_{C17} = 0,165 mA (figura 3), $K = 10$ y h_{FEnpn} = = 160, el valor de I_{B14} alcanza 0,103 μA. Así la tensión en R_9 (45 kΩ) es 4,6 mV. El efecto en V_{16} es $(R_{11} + R_{12})/R_{11}$ veces este valor, es decir 328 mV de valor típico, lo que se considera aceptable. La figura 4 muestra que V_{16} es casi igual a $V_S/2$ en todo el margen de valores prácticos de V_S.

La ganancia de tensión del preamplificador con realimentación no degenerativa (R_{11} en cortocircuito) es:

$$G_{v(p)} = -\frac{R_{C17}(\Omega) \times I_{E17}(mA)}{51,2} \tag{2.5}$$

La carga de colector, R_{C17}, de TR_{17} consta de tres transistores en serie TR_{18} TR_{19} TR_{20}, conectados como diodos y el resistor R_{13} (2,6 kΩ). Estos diodos conducen 20 μA, con lo que su resistencia diferencial es $25{,}6/I_{diodo}$ en mA = 25,6/0,020 = 1280 Ω. Por lo tanto, R_{C17} será igual a 6440 Ω (despreciando la resistencia interna de la fuente de corriente, TR_{16}, que es mucho más elevada). Como I_{E17} es 0,165 mA, la ganancia de tensión hallada a partir de la ecuación (2.5) es $G_{v(p)} = -20$ 8.

Debido a la alta realimentación degenerativa total, la impedancia de entrada de base de TR_{14} es excesivamente alta:

$$r_{i14} = \frac{51{,}2 K h_{fe(npn)}}{I_{E17}\,(mA)} (1 + G_{v(ol)}\beta)\,\Omega, \tag{2.6}$$

donde la ganancia de lazo abierto $G_{v(ol)}$ = 3665 típ, (apartado 2.8), $\beta = R_{11}/(R_{11} + R_{12}) = 0{,}0141$, $K = A_{E17}/A_{E15}$ = 10, la ganancia de corriente alterna $h_{fe(npn)}$ = 160 típ., e I_E = 0,165 mA. Por lo tanto, r_{i14} = 26,2 MΩ típ.

El transistor TR_{17} no se saturará con una excitación de base alta debido a la tensión de colector adicional que proporciona TR_{18}.

El condensador de supresión de zumbido C_9 atenúa cualquier rizado que aparezca en la alimentación de c.c. Como resultado, aparecerá un pequeño rizado en R_8 y en el punto medio, patilla 16.

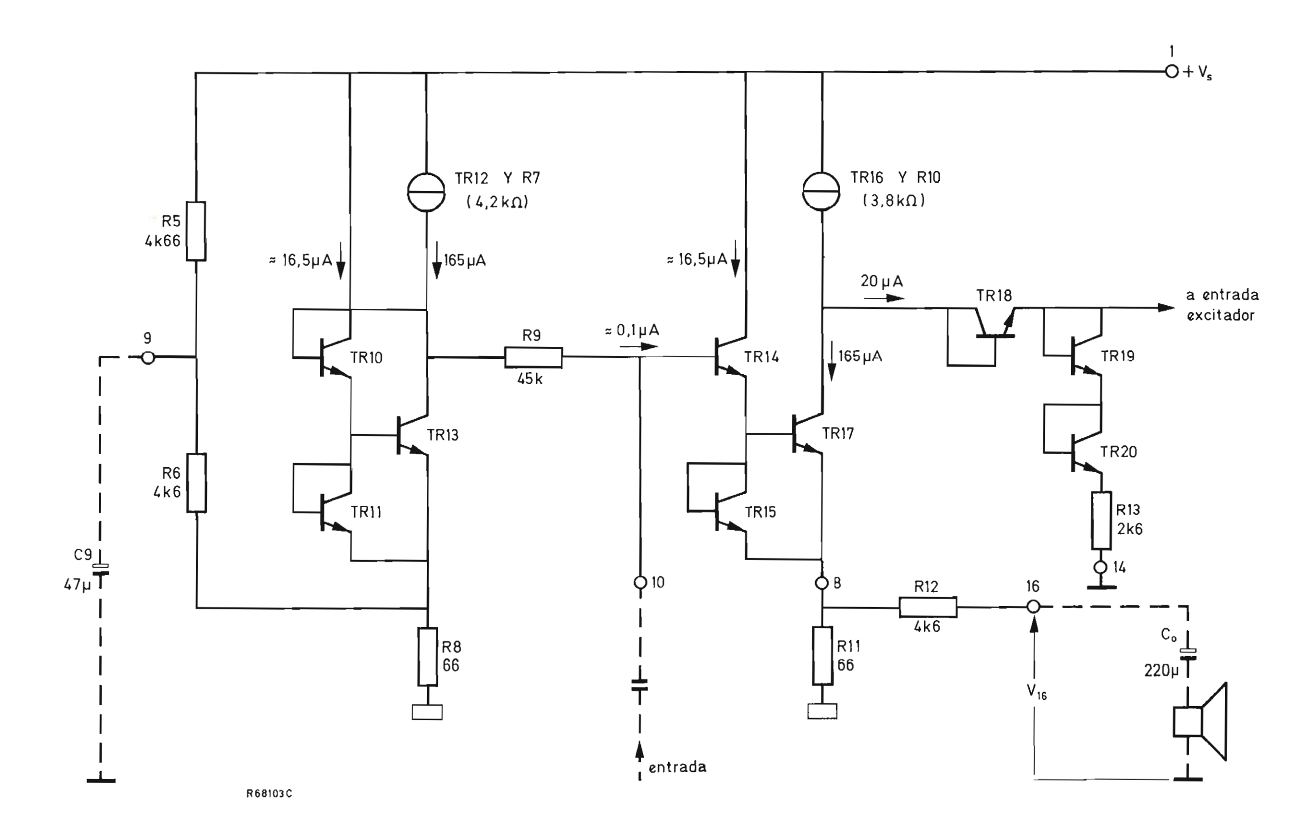


Figura 3. Esquema del circuito preamplificador con el circuito externo en líneas a trazos. C_9 = condensador supresor de zumbidos (para el PDA2610); V_{16} = tensión del punto medio.

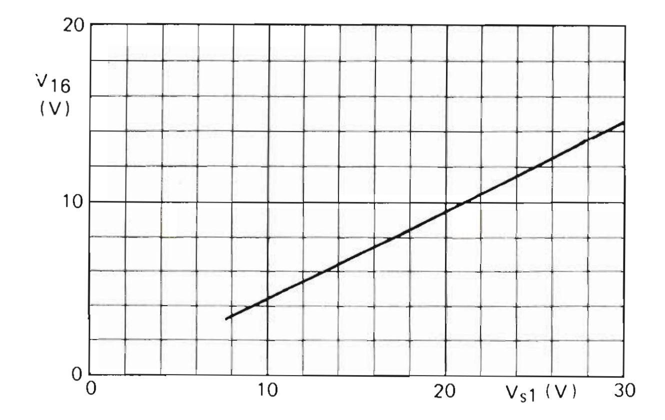


Figura 4. Tensión del punto medio, V_{16}, en función de la tensión de alimentación de c.c. en la patilla 1, V_{S1}. En todo el margen, la tensión del punto medio es aproximadamente la mitad de la tensión de alimentación de c.c. menos la mitad de la tensión base-emisor de los transistores de salida.

2.3. Excitador

El excitador, figura 5, es un amplificador en clase A que alimenta la etapa de salida casi complementaria en clase B. La autoelevación del colector de TR_{21} (colector de TR_{21} con un potencial mayor que el colector de TR_{26}) hace que TR_{26} se sature. De este modo se reducirá la tensión de codo de la etapa de salida para las variaciones de tensión negativa (apartado 2.4). La capacidad de difusión, C_1, junto con la resistencia diferencial de TR_{19} TR_{20} y R_{13}, determinan la respuesta de alta frecuencia del circuito de salida de audio (apartado 2.8).

Los diodos TR_{19} TR_{20} son fuentes de polarización base-emisor para TR_{21} TR_{26}.

Como la fuente de polarización de c c. tiene una impedancia muy baja, la ganancia de tensión del excitador es:

$$G_{v(d)} = -\frac{R_{C21,26}}{2r_{e26}}. \tag{2.7}$$

La carga del colector de TR_{21} TR_{26} $R_{C21,26}$ consta de la impedancia interna de la fuente de corriente TR_{24} (unos 50 kΩ) junto con la impedancia de entrada de base de la etapa de salida en paralelo. Para una excitación negativa, la impedancia de entrada de base de la etapa de salida tiene el valor más bajo. Si se hace que TR_{29}, TR_{30} de las figuras 1 y 2 conduzcan, la impedancia de entrada de base para grandes señales de c.a. (ver apartado 2.4) es:

$$r_{i29} \approx h_{fe(pnp)}h_{fe(npn)}R_L, \tag{2.8}$$

donde la ganancia de corriente alterna $h_{fe(pnp)}$ de TR_{29} es como mínimo 5 (varía entre 5 y 40) y $h_{fe(npn)}$ de TR_{30} se toma igual a 120. Para una carga de salida R_L igual a 10 Ω (mayor potencia de salida con 25 V c.c. de alimentación): r_{i29} = 6 kΩ. Debido a la impedancia en paralelo de 50 kΩ de la fuente de corriente, el valor de $R_{C21,26}$ se convierte en 5,36 kΩ. En la ecuación (2.7), r_{e26} representa la resistencia diferencial del emisor de TR_{26}, que para una corriente de emisor de 2,1 mA es de:

$$r_{e26} = 25,6/2,1 = 12,2\ \Omega.$$

De modo que de la ecuación (2.7) se tiene $G_{v(d)}$ = = –220.

Se puede conectar una capacidad en paralelo entre la patilla 13 y masa para influir en la respuesta de alta frecuencia. No obstante, obsérvese que las corrientes de carga y descarga del condensador pueden sobreexcitar los transistores de salida y por lo tanto ocasionar distorsión. Por lo tanto, se recomienda colocar un filtro *RC* a la entrada del circuito de salida de audio.

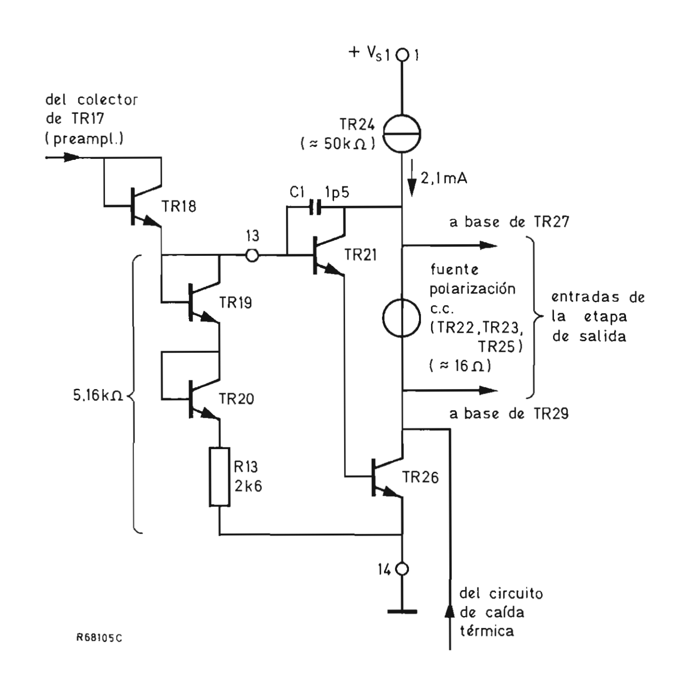


Figura 5. Etapa excitadora, TR_{21} TR_{26}, con la red de entrada TR_{18} TR_{19} TR_{20}, R_{13}.

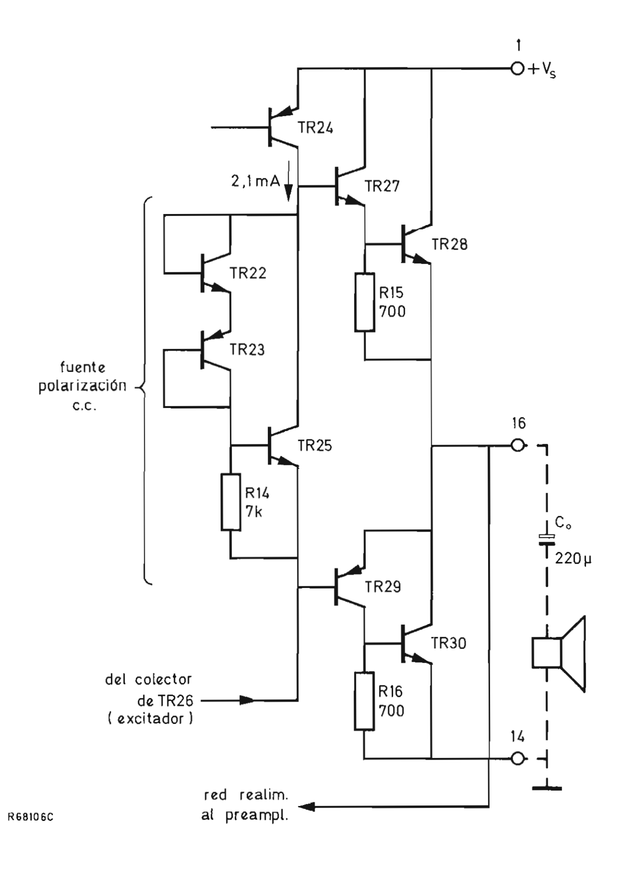


Figura 6. Esquema del circuito de la etapa de salida. La fuente de polarización de c.c. proporciona estabilización de I_{CQ}.

2.4. Etapa de salida

La etapa de salida (figura 6) consta de un par Darlington NPN, TR_{27} TR_{28} y otro par Darlington casi complementario TR_{29} TR_{30}. Los resistores R_{15} y R_{16} conectados en paralelo con las entradas de base de TR_{28} TR_{30} reducen la ganancia de corriente de pequeña señal para evitar oscilaciones de alta frecuencia. La fuente de corriente TR_{24} suministra 2,1 mA a la fuente de polarización de c.c. y al transistor de salida de excitación TR_{26} (no se muestra en la figura). La fuente de polarización TR_{22} TR_{23} TR_{25}, mantiene a los transistores de salida conduciendo mientras no hay excitación de entrada, con lo que la distorsión de cruce es mínima. La corriente de reposo I_{CQ} que circula por TR_{28} TR_{30} permanece estable frente a las variaciones de temperatura y a los cambios en la ganancia de corriente de la siguiente forma:

- los transistores PNP, TR_{22} TR_{25}, se utilizan para compensar los efectos de las variaciones de temperatura en las tensiones base-emisor de TR_{27} TR_{28};
- el transistor PNP, TR_{23}, compensa el efecto de las variaciones de temperatura en la tension base-emisor de TR_{29};
- el efecto de las variaciones de la ganancia de corriente de TR_{28} TR_{30} se compensa mediante la de TR_{25};
- el efecto del coeficiente de temperatura de R_{15} y R_{16} se contrarresta mediante el de R_{14}.

La corriente de reposo es proporcional a la corriente suministrada por TR_{24} que a su vez está estabilizada por un espejo de corriente (apartado 2.5). Como resultado, I_{CQ} permanece constante a pesar del gran margen que existe en la tensión de alimentación de c.c. Con la configuración de los transistores indicada, I_{CQ} es típicamente 10 mA (varía entre 5 mA y 35 mA).

La máxima carga de salida admisible es:

$$R_{Lm} = \frac{V_s - \Sigma V_{kn}}{2\, I_{16RM}}, \qquad (2.9)$$

donde: V_s = tensión de alimentación de c.c.
ΣV_{kn} = suma de tensiones de codo,
I_{16RM} = valor máximo de funcionamiento admisible de la corriente de pico de salida repetitiva: I_{16RM} = 1,2 A.

Para una excitación positiva, la tensión de codo es igual a $V_{CE24sat} + V_{BE27} + V_{BE28} \approx 2$ V. Con la máxima excitación negativa, debido a que el transistor de salida de excitación TR_{26} se saturaría, la tensión de codo de TR_{29} TR_{30} es $V_{CE29sat} + V_{BE30} \approx 1$ V. Con lo que la suma de las tensiones de codo es $\Sigma V_{kn} \approx 3$ V. Debido a las diferencias en las tensiones de codo, la tensión del punto medio, V_{16}, debe ser igual a la mitad de la tensión de alimentación de c.c. en la patilla 1, V_{s1}, menos la mitad de la caída de tensión base-emisor V_{BE} (comparar con la figura 4).

Para pequeñas señales de c.a., la ganancia de corriente alterna de TR_{27} TR_{28} y TR_{29} TR_{30}, $G_{i27,28}$ y $G_{i\,29,30}$, es:

$$G_{i27,28} = \frac{h^2_{fe(npn)}}{\dfrac{r_{e28}\, h_{fe(npn)}}{R_{15}} + 1}; \qquad (2.10a)$$

$$G_{i29,30} = \frac{h_{fe(pnp)}\, h_{fe(npn)}}{\dfrac{r_{e30}\, h_{fe(npn)}}{R_{16}} + 1}. \qquad (2.10b)$$

Bajo la misma condición, las impedancias de entrada de base de TR_{27} y TR_{29}, r_{i27} y r_{i29}:

$$r_{i27} = h_{fe(npn)} r_{e27} + G_{i27,28}(r_{e28} + R_L); \qquad (2.11a)$$

$$r_{i29} = h_{fe(pnp)} r_{e29} + G_{i29,30} R_L, \qquad (2.11b)$$

donde r_{e27} a r_{e29} son las resistencias diferenciales de emisor de TR_{27} a TR_{29} y R_L es la resistencia de carga de salida. Para grandes señales de c.a., las resistencias diferenciales de emisor tienen unas influencias inapreciables y las ecuaciones (2.10) (2.11) se simplifican a:

$$G_{i27,28} \approx h^2_{fe(npn)}; \qquad (2.12a)$$

$$G_{i29,30} \approx h_{fe(pnp)} h_{fe(npn)}. \qquad (2.12b)$$

$$r_{i27} \approx h^2_{fe(npn)} R_L; \qquad (2.13a)$$

$$r_{i29} \approx h_{fe(pnp)} h_{fe(npn)} R_L. \qquad (2.13b)$$

2.5. Fuentes de corriente

Las fuentes de corriente (figura 7) tienen una doble misión: estabilizar las condiciones de funcionamiento de c.c. de los transistores independientemente del margen de la tensión de alimentación de c.c. y eliminar cualquier rizado en la alimentación de c.c. del circuito. La fuente de corriente, TR_{24}, alimenta a la fuente de polarización de la etapa de salida y las fuentes de corriente, TR_{12} TR_{16}, constituyen la alimentación del preamplificador.

El transistor TR_1 está conectado como un diodo regulador de tensión (V_Z = 7,2 V) y actúa como el elemento estabilizador de la corriente principal. La corriente estabilizada del colector de TR_4 es $I_{C4} \approx (V_Z - V_{BE4})/(R_2 + R_3)$ = 0,82 mA para V_{EB4} tomada igual a 0,7 V. Con lo que la corriente de colector de TR_9 es 2,0 mA.

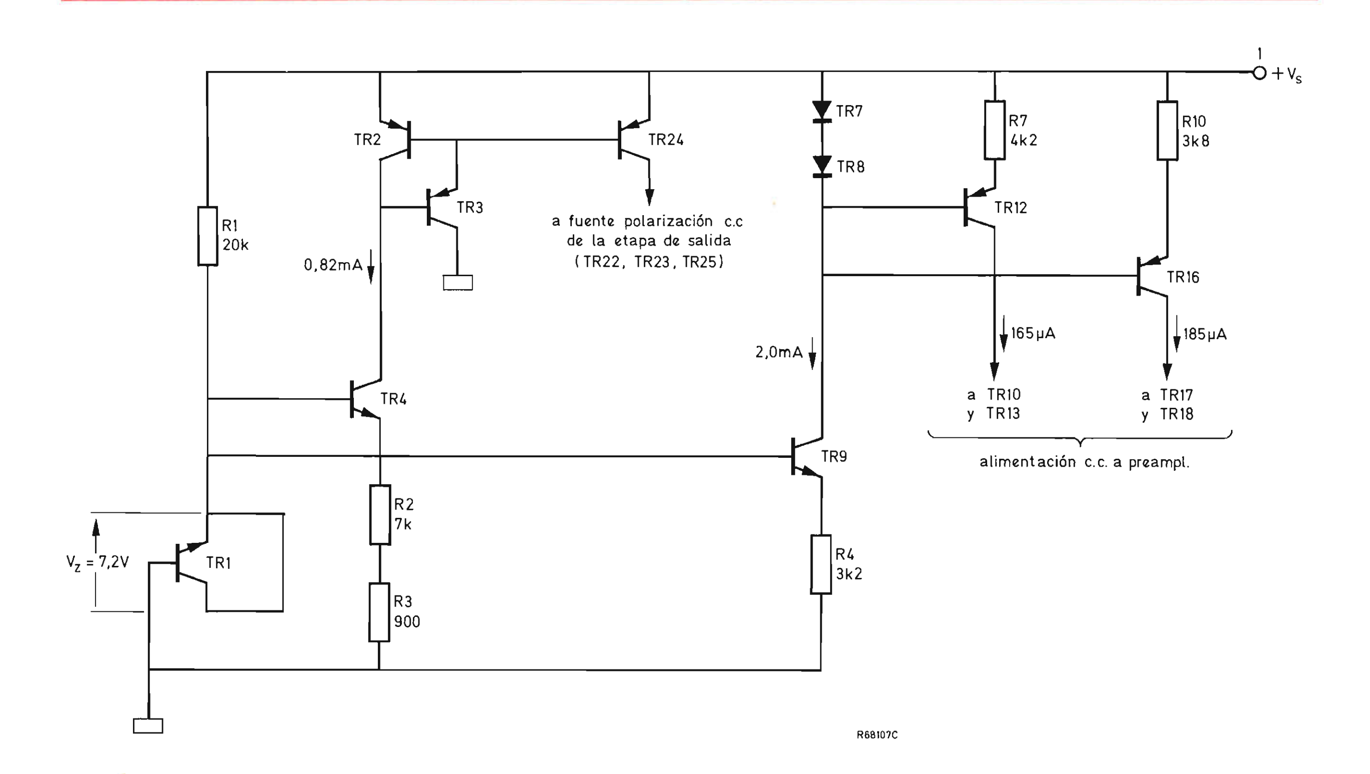


Figura 7. Circuito que muestra las fuentes de corriente TR_{24} TR_{12} TR_{16}; TR_2 TR_3 TR_{24} forman un espejo de corriente. El transistor TR_1 está conectado como un diodo regulador de tensión.

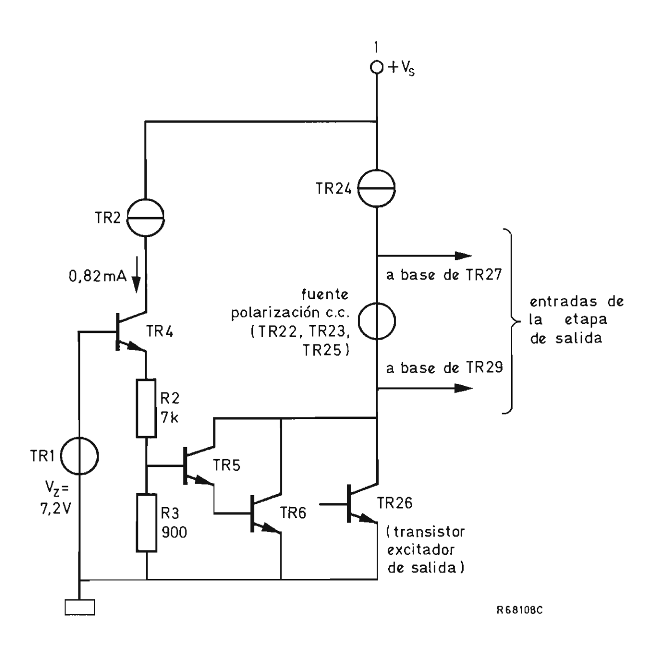


Figura 8. Circuito de corte térmico.

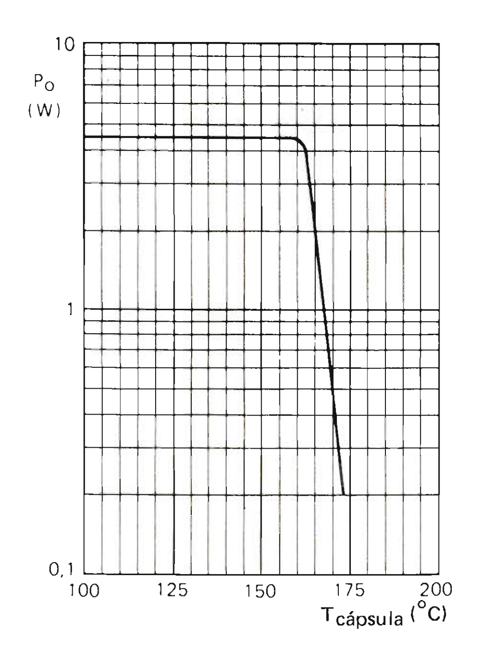


Figura 9. Potencia de salida, P_0, en función de la temperatura del disipador de calor, $T_{cápsula}$, para $V_S = 21{,}5$ V y $R_L = 8\ \Omega$.

Los transistores TR_2 TR_{24} forman un espejo de corriente con el transistor PNP, TR_3, añadido para obtener una baja circulación de corriente de base en la entrada. Esto minimiza la influencia de la dispersión de la ganancia de c.c. en la corriente suministrada por TR_{24}. La relación del espejo de corriente es:

$$\frac{I_{C24}}{I_{C4}} = \frac{A_{E24}}{A_{E2}} \times \frac{h_{FEpnp}}{h_{FEpnp} + (1 + \frac{A_{E24}}{A_{E2}})/(h'_{FEpnp} + 1)}, \qquad (2.14)$$

donde: h_{FEpnp} es la ganancia c.c. de TR_2 y TR_{24},
h'_{FEpnp} es la ganancia de c.c. del transistor PNP, TR_3,
A_{E2} y A_{E24} son las áreas de emisor de TR_2 y TR_{24} respectivamente.

Si h_{FEpnp} y h'_{FEpnp} tienen como valores mínimos 5 y 10 respectivamente, y A_{E24}/A_{E2} es igual a 3, la relación del espejo de corriente será 2,80. Como $I_{C4} = 0{,}82$ mA; la corriente $I_{C24} = 0{,}82 \times 2{,}80 = 2{,}30$ mA, el valor real es 2,1 mA.

La corriente de colector TR_9 circula por los diodos TR_7 TR_8, lo cual elimina el efecto del rizado residual en el emisor del regulador de tensión TR_1 (resistencia diferencial de TR_7 y TR_8 igual a 12,8 Ω). Para V_{EB7}, V_{EB8}, V_{EB12} y V_{EB16} igual a 0,7 V, las corrientes de colector de TR_{12} y TR_{16} son aproximadamente 0,165 mA y 0,185 mA, respectivamente.

2.6. *Corte térmico*

Tan pronto como la temperatura del chip excede los 160°C, el circuito de corte térmico reducirá la corriente de salida y por lo tanto también la disipación.

En la figura 8, TR_5 TR_6 son los transistores de corte térmico. Su tensión total base-emisor es:

$$(V_Z - V_{BE4})R_3/(R_2 + R_3) = 740 \text{ mV}$$

(V_{BE4} se toma igual a 0,7 V). Por lo tanto, TR_5 TR_6 no pueden conducir a la temperatura normal del chip. Con temperaturas del chip elevadas, la tensión umbral total base-emisor es tan baja que la corriente de colector empieza a circular.

Debido a que la fuente de corriente TR_{24} suministra una corriente constante (2,1 mA), la excitación máxima de base de TR_{27} se reduce y los recorridos positivos de la corriente de salida se fijan o incluso se reducen a cero. Si la temperatura del chip aumenta aún más, la corriente de colector de TR_5 TR_6 será mayor que 2,1 mA y la corriente de base se obtendrá de TR_{29}. Entonces, la tensión del punto medio empezará a caer y las excursiones negativas de la corriente de salida quedarán limitadas. Por último, la potencia de salida caerá a cero; véase la figura 9.

2.7. *Regulador de corriente*

El regulador de corriente (figura 10), incluido en el TDA2610A, mantiene constante la caída de tensión a través del resistor sensor de corriente R_{se}, y también el valor instantáneo i_s de la corriente de alimentación de c.c., a pesar de las fluctuaciones de i_{in}. Mientras, por ejemplo, i_{in} aumenta, la tensión a través de R_{se} tiende a aumentar, la tensión base-emisor de TR_{33} disminuye y la corriente i_{dr} a través de TR_{33} TR_{32} TR_{31} disminuirá. Por lo que la variación de i_{in} se contrarresta mediante una variación opuesta de la corriente de drenaje i_{dr} e i_s variará. Debido a la elevada ganancia de corriente continua de TR_{33} TR_{32} TR_{31}, se obtiene una excelente estabilización de i_s. El resistor drenador de corriente R_{dr} es un componente externo que soporta la mayor parte de la disipación que se produce por la corriente de drenaje exterior al circuito integrado. El transistor TR_{34} (conectado como un diodo) compensa la deriva de temperatura de TR_{33}. Como consecuencia, la corriente de drenaje, y también la corriente de alimentación de c.c., apenas variarán con la temperatura.

Para mantener estabilizada la corriente de alimentación para máxima potencia de salida, la corriente de alimentación de c.c., I_s, se debe tomar igual al pico de corriente de salida $I_{o(pk)}$ (despreciando la corriente de unos 10 mA que tienen los circuitos adicionales). Para una potencia de salida igual a cero, la corriente de drenaje I_{dr} es casi igual a la corriente de alimentación de c.c. Por lo que:

$$I_{dr} \approx I_s \approx I_{o(pk)}. \qquad (2.15)$$

La figura 12 muestra el caso para ambos circuitos de salida, el de un sólo condensador y el de dos condensadores. Se ve que el valor de I_s y, como consecuencia, el de I_{dr} es aproximadamente $V_{s1}/(2R_L)$ para el circuito de salida de un solo condensador (figura 12a) y $V_{s1}/(4R_L)$ para el circuito de salida de dos condensadores (figura 12b). De los dos circuitos, tiene preferencia el de dos condensadores porque el drenaje de corriente y por lo tanto la corriente de pico del colector del transistor de salida del regulador de corriente es la mitad de la del circuito de salida con un sólo condensador; además, la disipación en el chip y en el resistor drenador es mucho menor, lo que produce menos pérdidas y mucho mejor rendimiento.

La mínima tensión colector-emisor de TR_{31} (figura 10) no debe ser demasiado elevada (para evitar una innecesaria disipación de colector) ni demasiado baja (para evitar una pérdida apreciable en la ganancia de c c.). Se

obtiene un buen compromiso con $R_{dr} \approx 7R_{se}$. Debido a que las tensiones base-emisor de TR_{33} y TR_{34} son casi iguales ($\approx$ 0,7 V), las tensiones a través de R_{se} y R_{18} se diferencian poco. Por lo tanto para V_s = 25 V (en la patilla 5), la tensión a través de R_{se} es:

$$(V_s - V_{BE34})R_{18}/(R_{18} + R_{19}) = 2{,}6 \text{ V},$$

es decir 0,104 V_s. De la misma forma, para una alimentación de 15 V, la tensión a través del resistor sensor es 0,102 V_s. Con lo que la tensión de pico a través de R_{dr} es de unos 0,7 V_s.

El condensador supresor de zumbidos C_4 (conectado a la patilla 4) filtra el rizado que hay en la alimentación de c.c. Debido a que la tensión base-emisor de TR_{33} es prácticamente constante, en la patilla 1 no aparecerá ningún rizado apreciable y la tensión de rizado total se producirá a través de R_{se}. Como $R_{dr} \approx 7R_{se}$, el rizado a través del resistor drenador será siete veces mayor. La elección de la corriente de drenaje (apartado 3.3) debe hacerse de forma que el rizado no afecte al funcionamiento del regulador de corriente. En la patilla 9 no se conecta ningún condensador supresor de zumbidos.

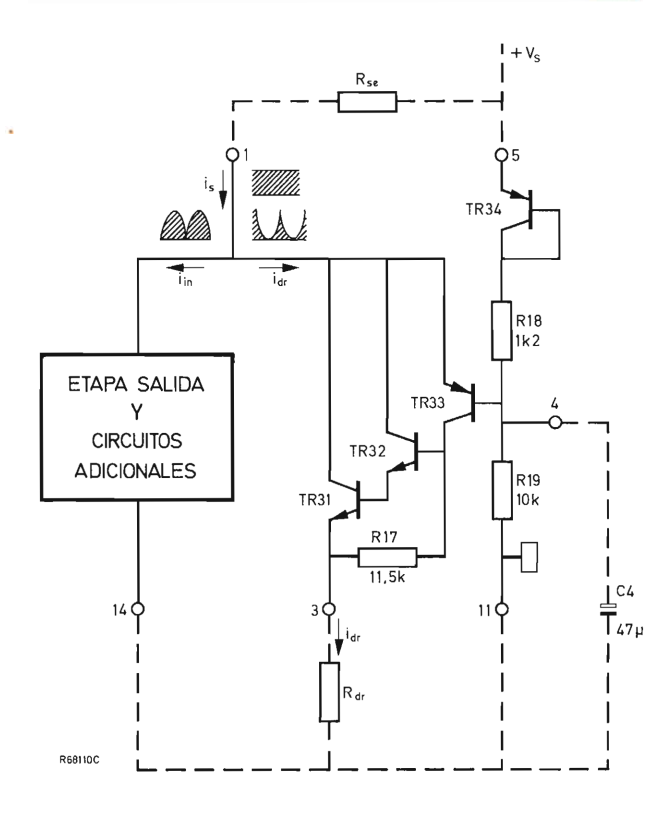


Figura 10. Circuito regulador de corriente en el circuito integrado TDA2610A. $i_s = i_{in} + i_{dr}$ = constante. C_4 = condensador supresor de zumbido.

2.8. *Respuesta de frecuencia*

La ganancia de tensión de lazo abierto $G_{v(ol)}$ es el producto de la ganancia de tensión de preamplificador $G_{v(p)}$, la relación del divisor de tensión TR_{18} TR_{19} TR_{20} R_{13} de la figura 15, y la ganancia de tensión del excitador $G_{v(d)}$. (La ganancia de tensión de la etapa de salida es casi igual a la unidad.)

- $G_{v(p)}$ = –20,8 (apartado 2.2)
- La red TR_{19} TR_{20} R_{13} en la figura 5 tiene 5,16 kΩ de impedancia, y la red TR_{18} TR_{19} TR_{20} R_{13} tiene una impedancia igual a 6,44 kΩ (apartado 2.2). Por lo que la relación del divisor de tensión es 5,16/6,44 = 0,801.
- $G_{v(d)}$ = –220 (apartado 2.3).

Como consecuencia, la ganancia de tensión de lazo abierto $G_{v(ol)}$ = (–20,8) × (0,801) × (–220) = 3665.

La ganancia de tensión de lazo cerrado $G_{v(cl)}$ viene dada por la relación de realimentacion de la red R_{11} R_{12} de la figura 3:

$$G_{v(cl)} = (R_{11} + R_{12})/R_{11} = 4666/66 = 70{,}7.$$

Todos estos valores están representados en la figura 12.

La capacidad de difusión colector-base (1,5 pF) en el circuito excitador, figura 5, restringe la respuesta de frecuencia de lazo abierto y por tanto asegura una estabilidad de alta frecuencia. Si R_b es la impedancia vista desde la entrada del excitador, la respuesta de frecuencia

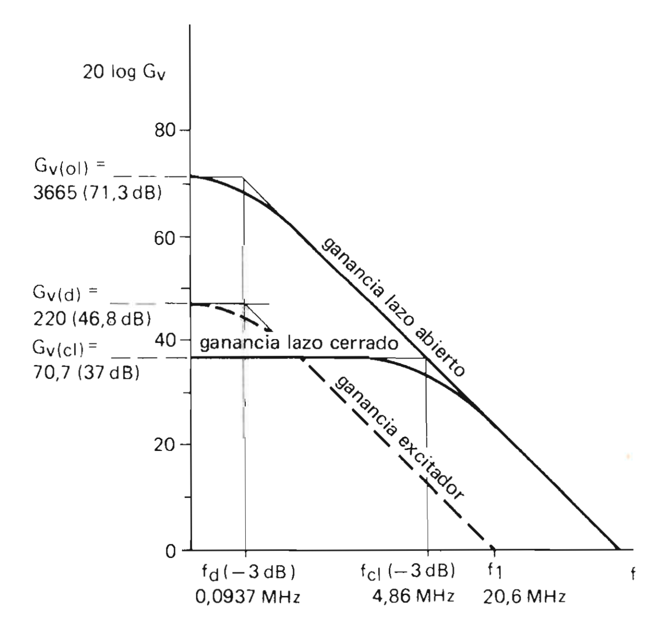
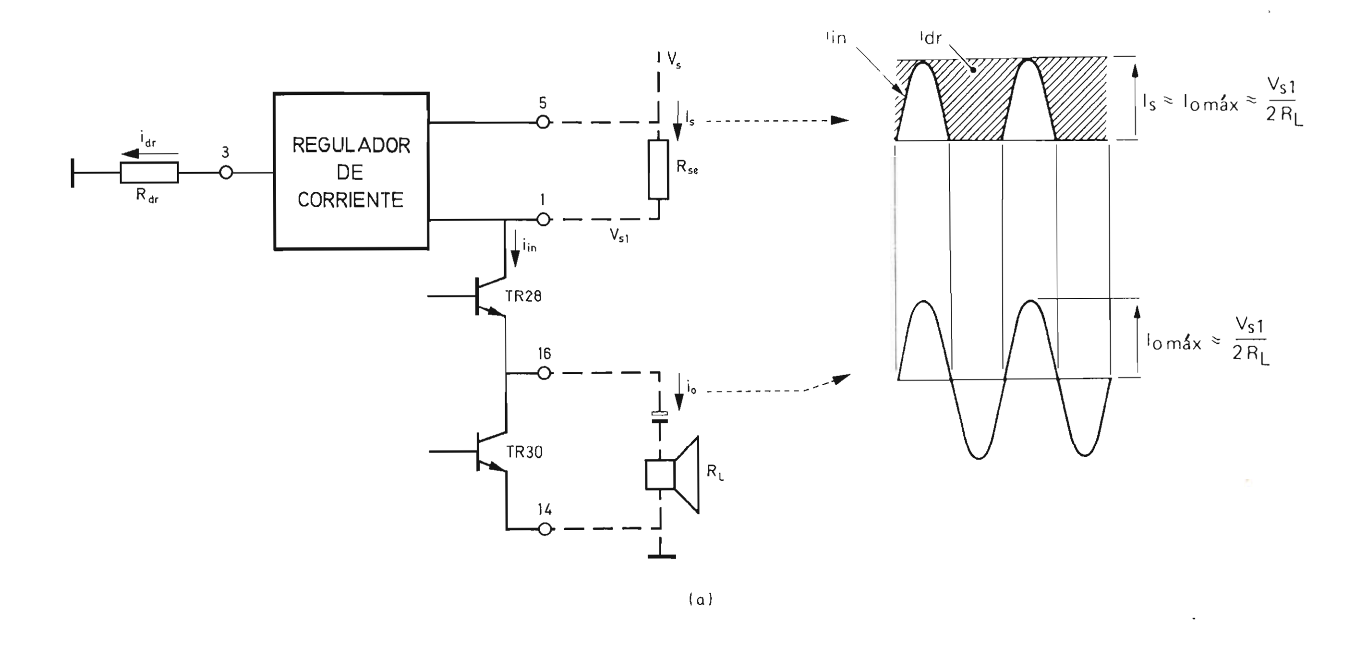


Figura 11. Características de frecuencia.



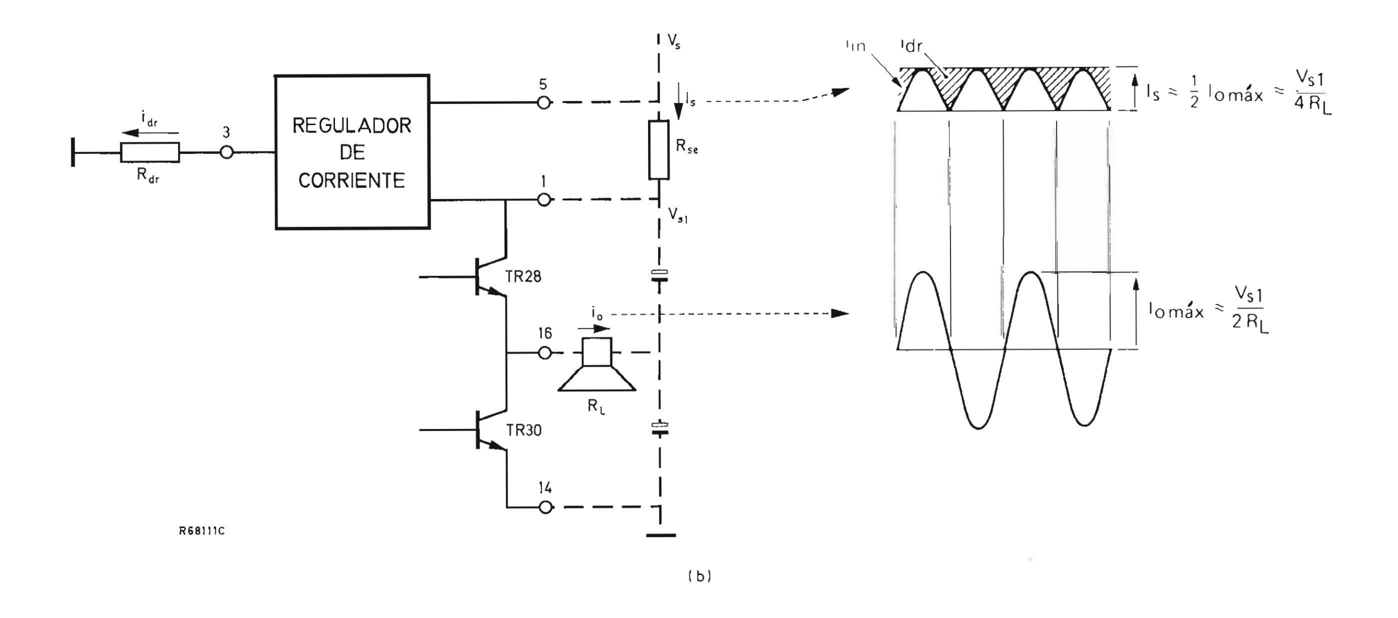


Figura 12. Funcionamiento del regulador de corriente con (a) el circuito de salida con un solo condensador, (b) el circuito de salida con dos condensadores. En el caso (b), la corriente continua de alimentación requerida es la mitad y la disipación en el resistor drenador, R_{dr}, se reduce mucho. Se da el circuito externo en líneas a trazos La corriente i_{in} es la que se aplica a la etapa de salida y V_{s1} la tensión continua en la patilla 1.

del excitador está determinada por la constante $\tau = C_1 R_b$:

$$|G_{v(d)hf}| = \frac{e^{j\varphi}}{\omega\tau} \leqslant |G_{v(d)}| \tag{2.16}$$

(6 dB/octava de caída).

Para $C_1 = 1{,}5$ pF y $R_b = 5{,}16$ kΩ (impedancia de TR_{19} TR_{20} R_{13}), la frecuencia f_1 para la cual la ganancia de tensión del excitador cae a la unidad se obtiene de la ecuación (2.16): $f_1 = 20{,}6$ MHz.

La frecuencia para la cual la ganancia de tensión del excitador ha caído 3 dB es:

$$f_{d(-3\ dB)} = f_1/|G_{v(d)}| = 20{,}6/220 = 0{,}0937 \text{ MHz}.$$

La frecuencia para la cual la ganancia de tensión de lazo cerrado queda reducida en 3 dB es:

$$f_{c1(-3\ dB)} = f_{d(-3\ dB)} G_{v(ol)}/G_{v(cl)} = 0{,}0937 \times 3665/70{,}7 = 4{,}86 \text{ MHz}.$$

La figura 11 muestra los resultados (valores típicos) de estos cálculos. La respuesta típica del circuito de salida de sonido corresponde a la curva de ganancia de lazo cerrado.

3. Diseño del circuito externo

3.1. Elección del circuito de salida

Existen dos tipos de circuitos de salida, uno que utiliza solamente un condensador, y el otro que utiliza dos condensadores; véase la figura 13.

Se recomiendan las siguientes combinaciones:

- TDA2610 (sin regulador de corriente) y el circuito de salida de un solo condensador;
- TDA2610A (con regulador de corriente) y el circuito de salida de dos condensadores.

Si el TDA2610 se empleara con el circuito de salida de dos condensadores, la mitad del rizado de la alimentación de c.c. aparecería en los terminales del altavoz. Esto es así porque el condensador supresor de zumbidos mantiene el rizado fuera de la patilla 16 (apartado 2.2). Por lo que el circuito de salida de dos condensadores sólo se puede utilizar en caso de tener una alimentación de c.c. bien filtrada.

Si se empleara el TDA2610 con el circuito de salida de un solo condensador, la corriente de alimentación de c.c. regulada sería el doble. De modo que la corriente de pico del regulador de corriente, que también sería el doble, excedería el nivel (0,5 A) permitido para el transistor de salida del regulador. Esto limitaría la potencia de salida.

3.2. Elección de la impedancia del altavoz

Para una impedancia dada del altavoz, R_L, el máximo valor permisible de la tensión de alimentación de c.c. $V_{s\ máx}$, que se tiene para máxima potencia de salida se deduce a partir de la ecuación (2.9) que se expresa de la siguiente manera:

$$V_{s\ máx} = 2R_L I_{16RM} + \Sigma V_{kn}, \tag{3.1}$$

donde $I_{16RM} = 1{,}2$ A y $\Sigma V_{kn} = 3$ V (apartado 2.4). La figura 14 muestra los valores de $V_{s\ máx}$ obtenidos de la expresión anterior para varias impedancias de altavoz R_L. Recíprocamente, el valor mínimo permisible para R_L se puede deducir de la figura si V_s es conocido.

3.3. Como calcular R_{se} y R_{dr}

La figura 15 es un esquema simplificado del circuito regulador de corriente. Para facilitar el diseño del circuito se obtendrán valores simples.para R_{se} y R_{dr}. Con este fin, la corriente contínua de alimentación se expresa como una fracción V_s/R_L. Al igual que en la ecuación (2.9), la corriente de pico de salida para máxima potencia de salida es:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{s1} - \Sigma V_{kn}}{2R_L} = \frac{V_{s1} - \Sigma V_{kn}}{2V_{s1}} \times \frac{V_{s1}}{R_L}, \tag{3.2}$$

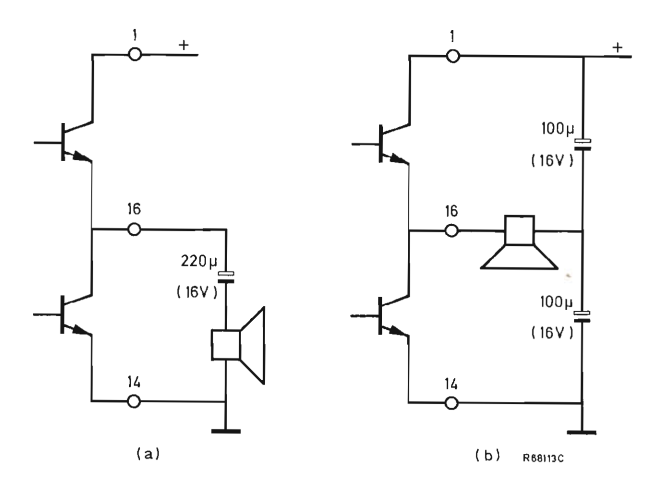
donde V_{s1} es la tensión de c.c. en la patilla 1 (véase la figura 15). Para el circuito de salida de dos condensadores, la corriente de rizado de c.c. es la mitad de la corriente de pico de salida. Por lo que la corriente de alimentación de c.c. es:

$$I_s = \frac{V_{s1} - \Sigma V_{kn}}{4V_{s1}} \times \frac{V_{s1}}{R_L}. \tag{3.3}$$

Suponiendo que V_{s1} es igual a 25 V y como $\Sigma V_{kn} = 3$ V, tenemos que $I_s = 0{,}22 V_{s1}/R_L$. (Si V_{s1} fuera menor que 25 V, la tensión de codo tendría una mayor influencia y el valor de I_s sería menor. Así, si el circuito está diseñado para una alimentación de 25 V, trabajará con un margen de seguridad a cualquier tensión de alimentación inferior.)

Para V_s entre 15 V y 25 V, la tensión en bornes de R_{se}, obtenida de los cálculos del apartado 2.7, es 0,103 V_s, donde V_s es la tensión de alimentación para el circuito de salida de sonido. Así, $V_{s1} = 0{,}897 V_s$ y la corriente continua de alimentación es:

$$I_s = 0{,}198 V_s/R_L. \tag{3.4}$$



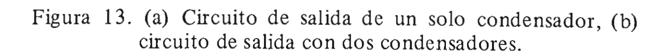


Figura 13. (a) Circuito de salida de un solo condensador, (b) circuito de salida con dos condensadores.

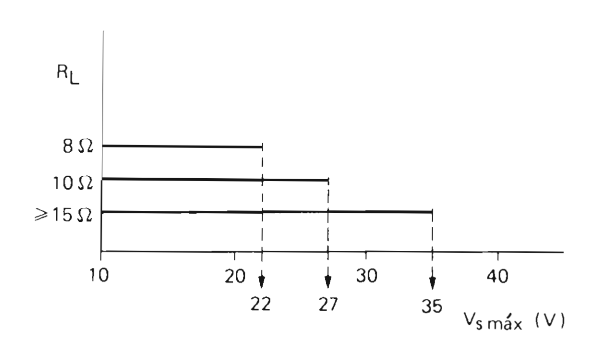


Figura 14. Elección de la impedancia del altavoz (10 Ω no es normalizado); V_S *máx* es la máxima tensión continua que se puede presentar para máxima potencia en la patilla 1 del TDA2610 o del TDA2610A para una determinada impedancia del altavoz. El valor nominal máximo absoluto para $V_{1\text{-}11}$ y $V_{5\text{-}11}$ es 35 V.

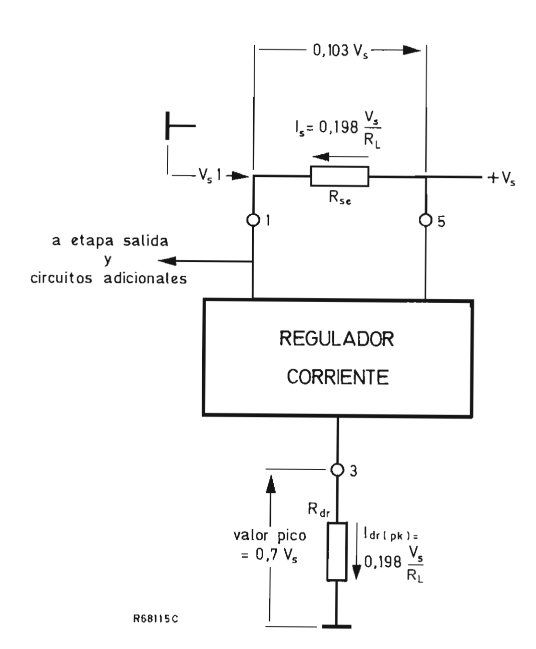


Figura 15. Esquema del circuito a partir del cual se hallan los valores de R_{se} y R_{dr}. R_L = impedancia del altavoz.

Debido a que la caída de tensión en R_{se} es $0{,}103V_s$ y la corriente de alimentación $0{,}198V_s/R_L$, el valor de R_{se} se obtiene de:

$$R_{se} = 0{,}522R_L. \quad (3.5)$$

Para la tensión de pico en R_{dr} igual a 0,7 V_s (apartado 2.7) y la corriente de pico de drenaje igual a la corriente de alimentación, el valor de R_{dr} es:

$$R_{dr} = 3{,}54R_L. \quad (3.6)$$

Con lo que la disipación de pico en R_{dr} es:

$$P_{Rdr} = 0{,}138V_s^2/R_L. \quad (3.7)$$

Esta será la disipación de potencia *continua* en el caso de potencia de salida de sonido cero.

En las expresiones anteriores, V_s no aparece. Esto significa que el comportamiento del regulador será independiente de la tensión de alimentación de c.c. Sin embargo, para valores de V_s inferiores a 15 V, la tensión de colector del transistor de salida del regulador es menor que 2,5 V que es el valor mínimo necesario para un buen funcionamiento del regulador. Utilizando un condensador supresor de zumbido (en la patilla 4), el rizado admisible en la alimentación de c.c. es.

– 600 mV pico a pico para $V_s = 25$ V;
– 300 mV pico a pico para $V_s = 20$ V;
– 90 mV pico a pico para $V_s = 15$ V.

Como se ha observado anteriormente, el circuito de salida de dos condensadores debe utilizarse si se precisa estabilizar la corriente continua de alimentación.

3.4. Requisitos de conexión

Al realizar la conexión se puede aplicar de forma brusca tensiones de alimentación de c.c. de hasta 30 V. Para tensiones de alimentación superiores a 30 V, la constante de tiempo de la alimentación debe ser mayor que la constante de tiempo del circuito de salida. Esto se consigue con un aumento gradual de la tensión de alimentación que se efectúa al menos en 0,5 s.

4. Aplicaciones

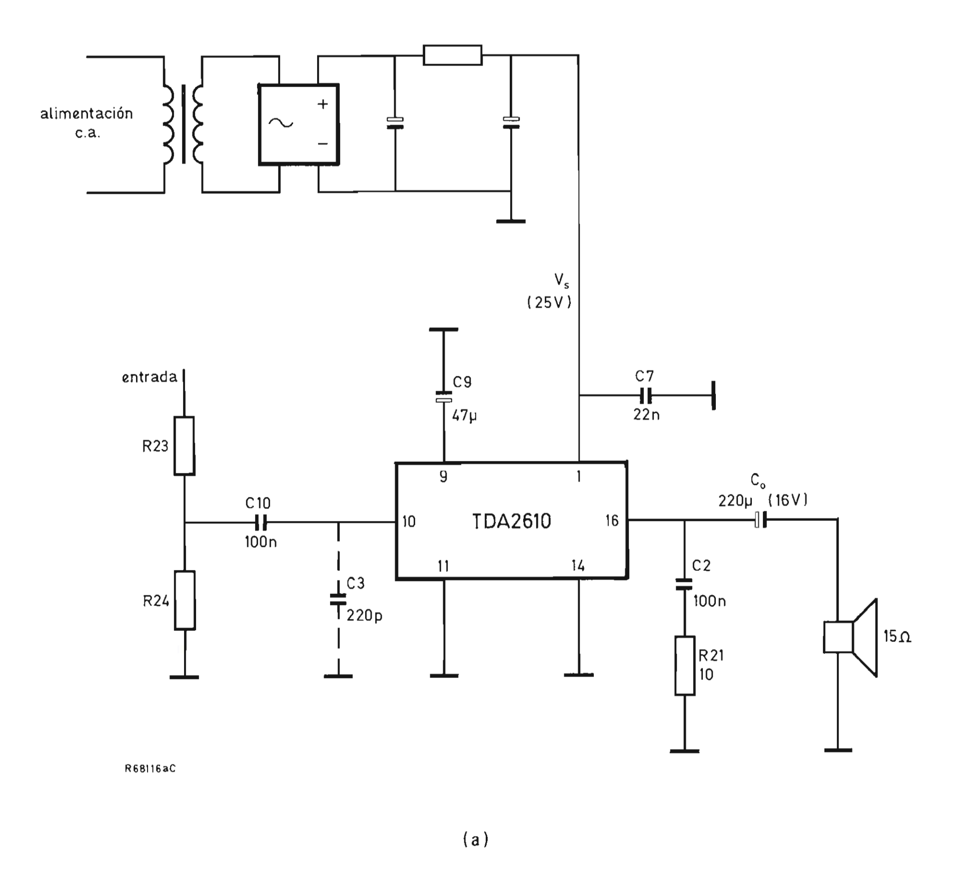
Los circuitos TDA2610 y TDA2610A tienen una elevada ganancia de tensión de lazo abierto y una respuesta de lazo cerrado a altas frecuencias. Un ajuste correcto del circuito eliminará el riesgo de oscilaciones espúreas. En este apartado se dan ejemplos de la distribución en placas de circuito impreso. Se recomienda lo siguiente:

- Mantener una distancia adecuada entre los componentes de entrada y salida para evitar una realimentación capacitiva.
- Hacer la conexión entre las patillas 11 y 14 de masa lo más corta posible.
- Mantener los lazos de masa de entrada y salida separados para evitar una elevada corriente de salida que induzca tensiones en el circuito de entrada.
- Conectar un condensador de baja inductancia de 0,1 μF (poliester) entre la patilla de alimentación de c.c. y la patilla 14 de masa para obtener un adecuado desacoplo de r.f.; los terminales del condensador deben ser lo más cortos posibles.
- Conectar un condensador de 220 pF entre la entrada, patilla 10, y masa, patilla 11, si la impedancia de la fuente de b.f. vista desde la patilla 10 es superior a 5 kΩ.
- Conectar una red *CR* en serie –0,1 μF y 10 Ω– entre la salida, patilla 16, y masa, patilla 14, si la carga es fuertemente inductiva, para evitar una impedancia excesiva para altas frecuencias; esta red puede ser necesaria si el altavoz está conectado a través de un trans formador aislador.

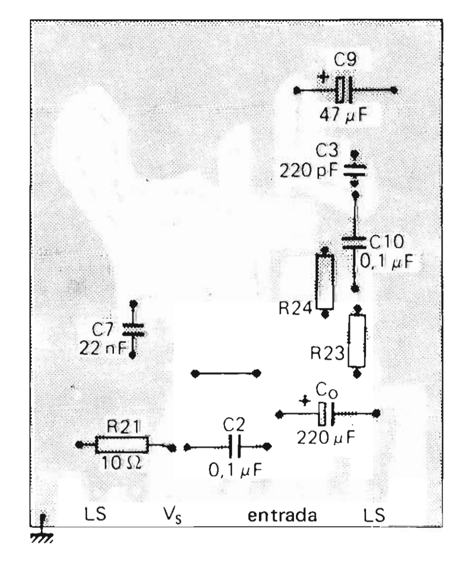
Las figuras 16 y 17 muestran los circuitos y su distribución en las placas de circuito impreso alimentados a partir de una *c.a. rectificada* y del *transformador de salida de línea* respectivamente. Para el último caso, el TDA2610A está diseñado para evitar "sonido en la imagen". Los valores de R_{23} R_{24} dependen del nivel de señal de b.f. que se tenga y de la impedancia de la fuente de entrada de b.f. La impedancia de entrada típica del TDA2610 y del TDA2610A es de 45 kΩ y la señal de entrada necesaria para tener 5 W con una carga de 10 Ω para 25 V de c.c. en la patilla 1 es típicamente de 100 mV eficaces. La ganancia de tensión entrada-salida (patilla 10 a patilla 16) es típicamente igual a 70,7 (37 dB).

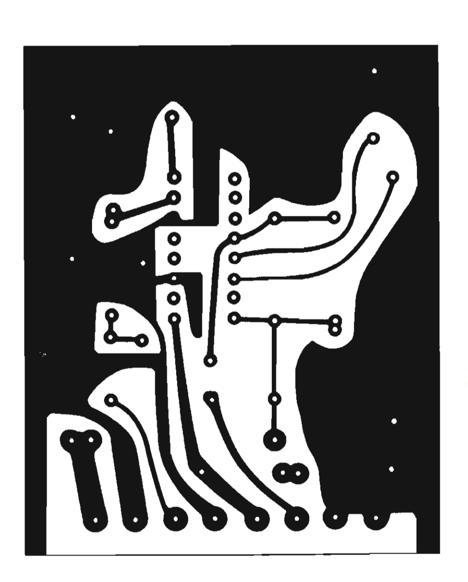
La alimentación de c.c. de una fuente de alimentación conmutada tiene las ventajas de una baja resistencia de la fuente de c.c. y poco rizado, de modo que se puede utilizar el TDA2610 y no se precisa condensador supresor de rizado. En este caso, serán necesarios muy pocos componentes periféricos. La figura 18a muestra un circuito en el que los dos condensadores de salida proporcionan un filtrado adicional. De esta forma queda eliminado el sonido en la imagen, el cual aparece si la impedancia de la fuente de alimentación conmutada no es suficientemente baja. Si el circuito de salida del TDA2610 es del tipo de un sólo condensador, será necesario un filtro *RC* en la red de alimentación, véase la figura 18b. Obsérvese que el circuito de la figura 18a necesita mucha menos capacidad. La figura 19 da el esquema del TDA2610 con el circuito de salida de dos condensadores y la distribución de la placa de circuito impreso.

La figura 20 es el esquema del TDA2610 junto con el TBA120A (amplificador de b.f., demodulador y amplificador de F.I).



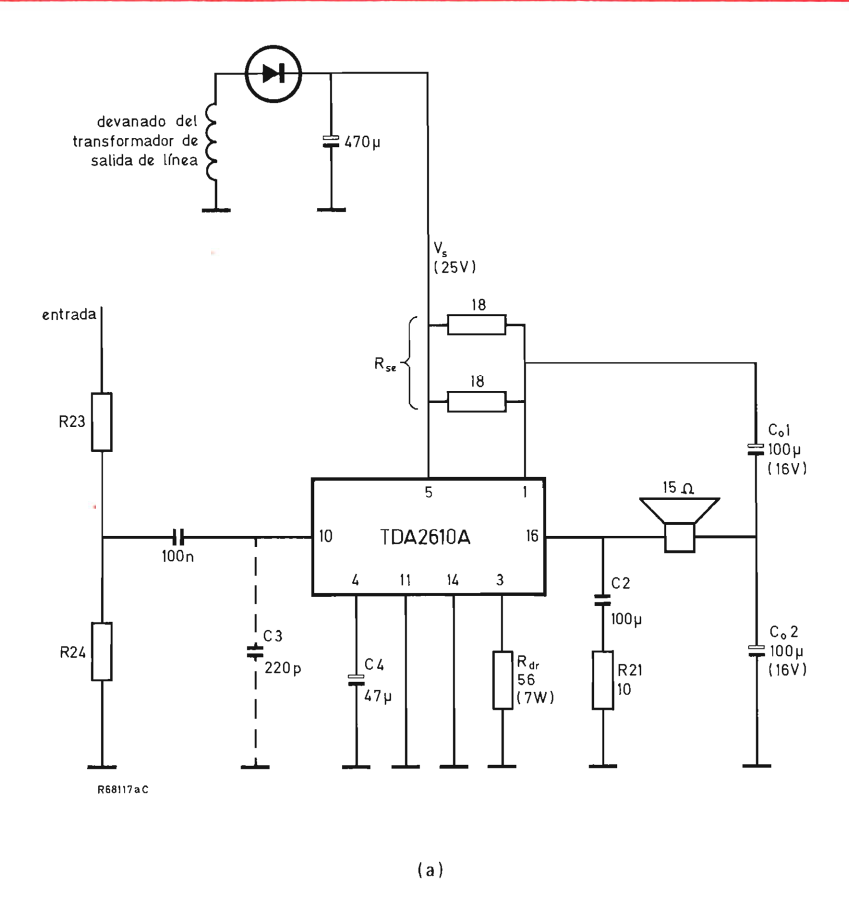
(a)



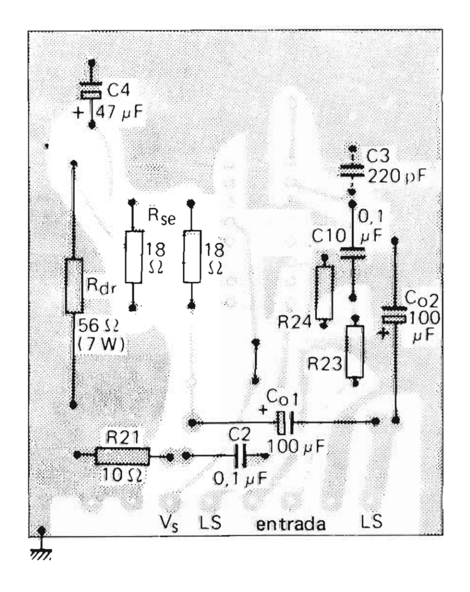


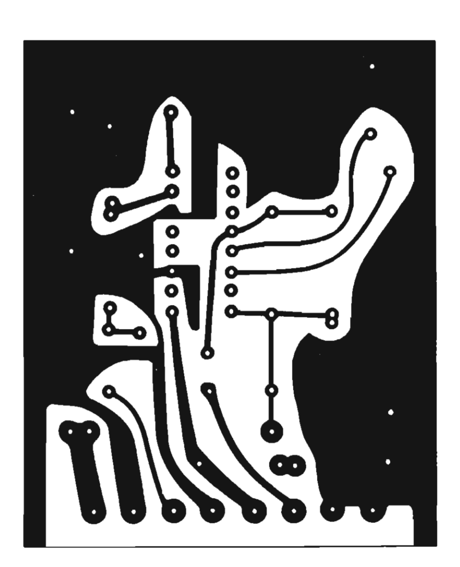
(b)

Figura 16. Circuito integrado TDA2610 alimentado a partir de corriente alterna rectificada: (a) esquema del circuito, (b) placa de circuito impreso. Hay que añadir el condensador C_3 si la impedancia de la fuente vista desde la patilla 10 de entrada es superior a 5 kΩ. El rizado de B.F. permitido en la alimentación de c.c. es 600 mV pico a pico.



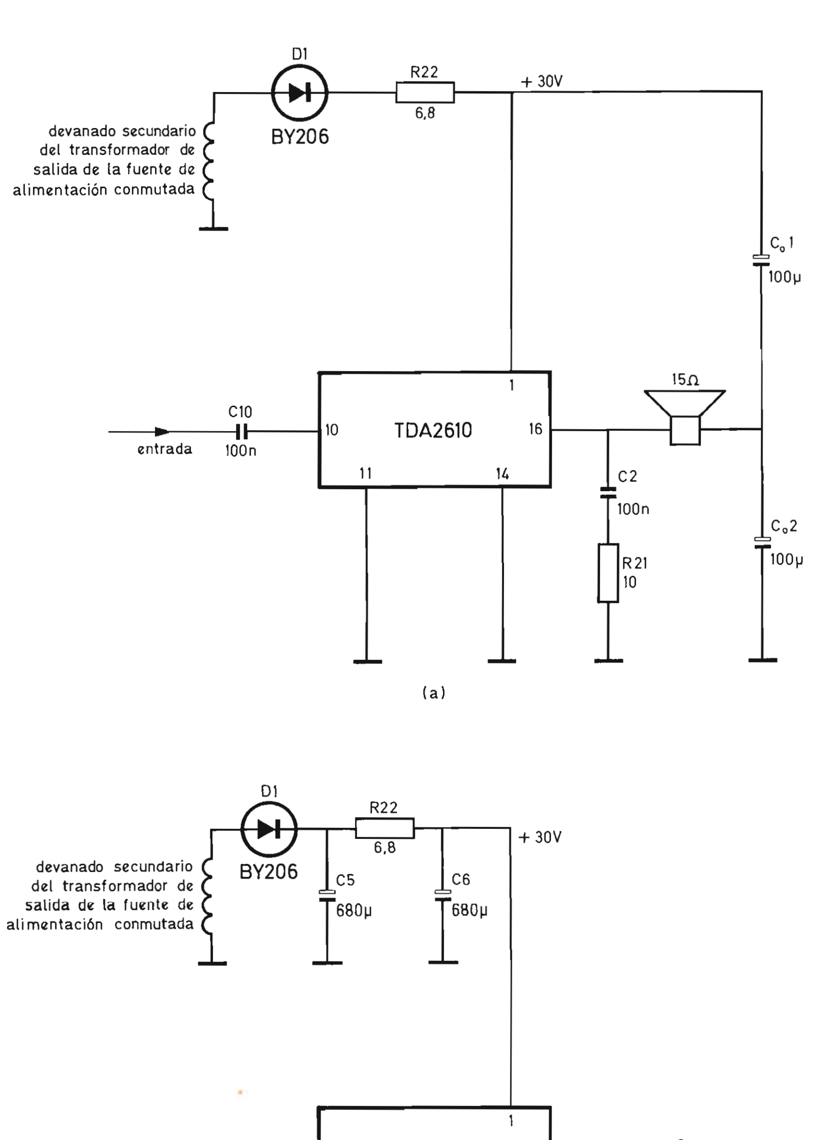
(a)





(b)

Figura 17. Circuito integrado TDA2610A alimentado a partir del transformador de salida de línea: (a) esquema del circuito, (b) placa de circuito impreso. Hay que añadir el condensador C_3 si la impedancia de la fuente vista desde la patilla 10 de entrada es superior a 5 kΩ. El rizado de B.F. permitido en la alimentación de c.c. es 600 mV pico a pico.



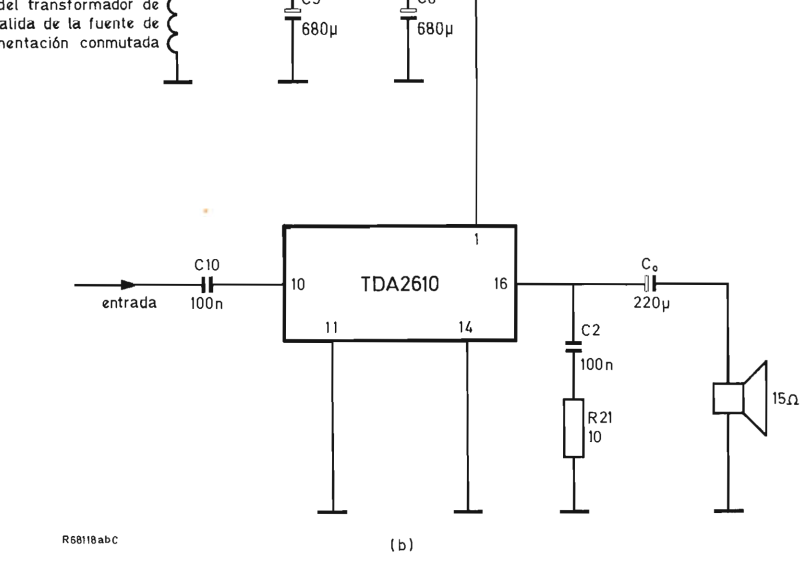
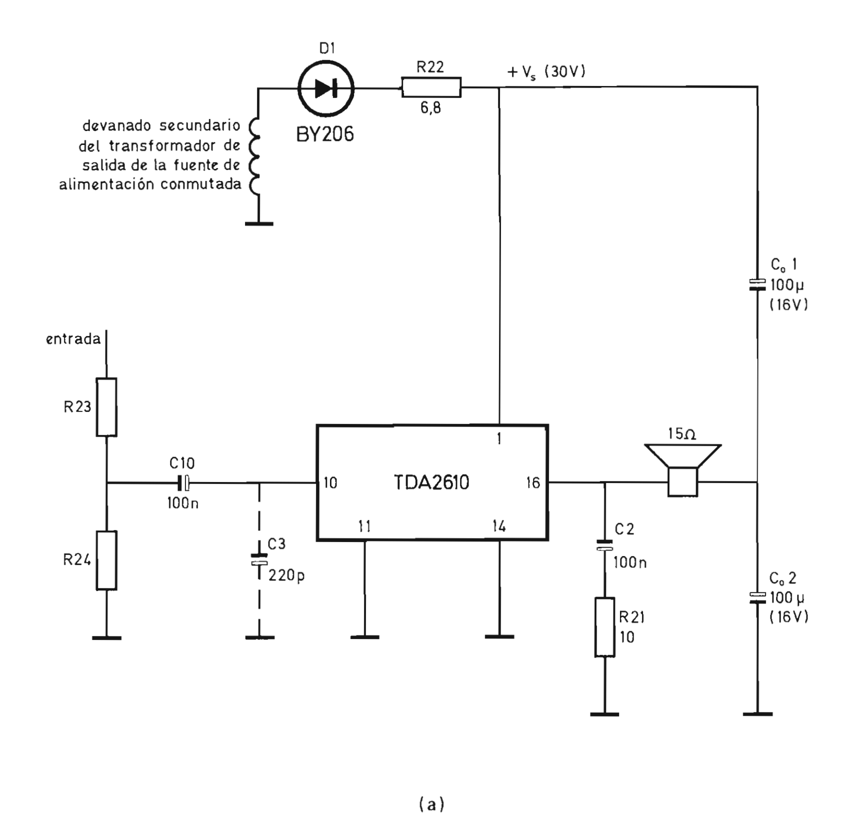
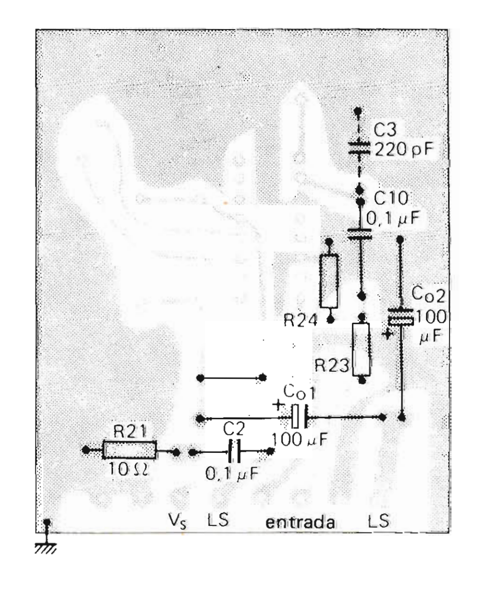
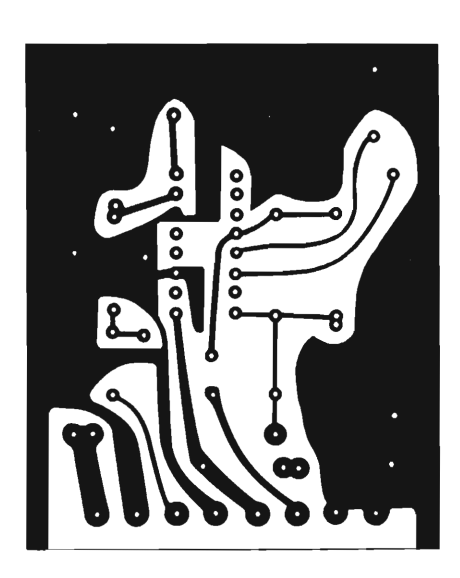


Figura 18. Circuito TDA2610 alimentado a partir de la fuente de alimentación conmutada: (a) circuito de salida con dos condensadores, (b) circuito de salida con un solo condensador. Obsérvese que el circuito (a) necesita menos capacidad.



(a)





(b)

Figura 19. Circuito TDA2610A alimentado a partir de una fuente de alimentación conmutada: (a) esquema del circuito, (b) placa de circuito impreso. Hay que añadir el condensador C_3 si la impedancia de la fuente vista desde la patilla 10 de entrada es mayor que 5 kΩ. El rizado de B.F. permitido en la alimentación de c.c. es 30 mV pico a pico.

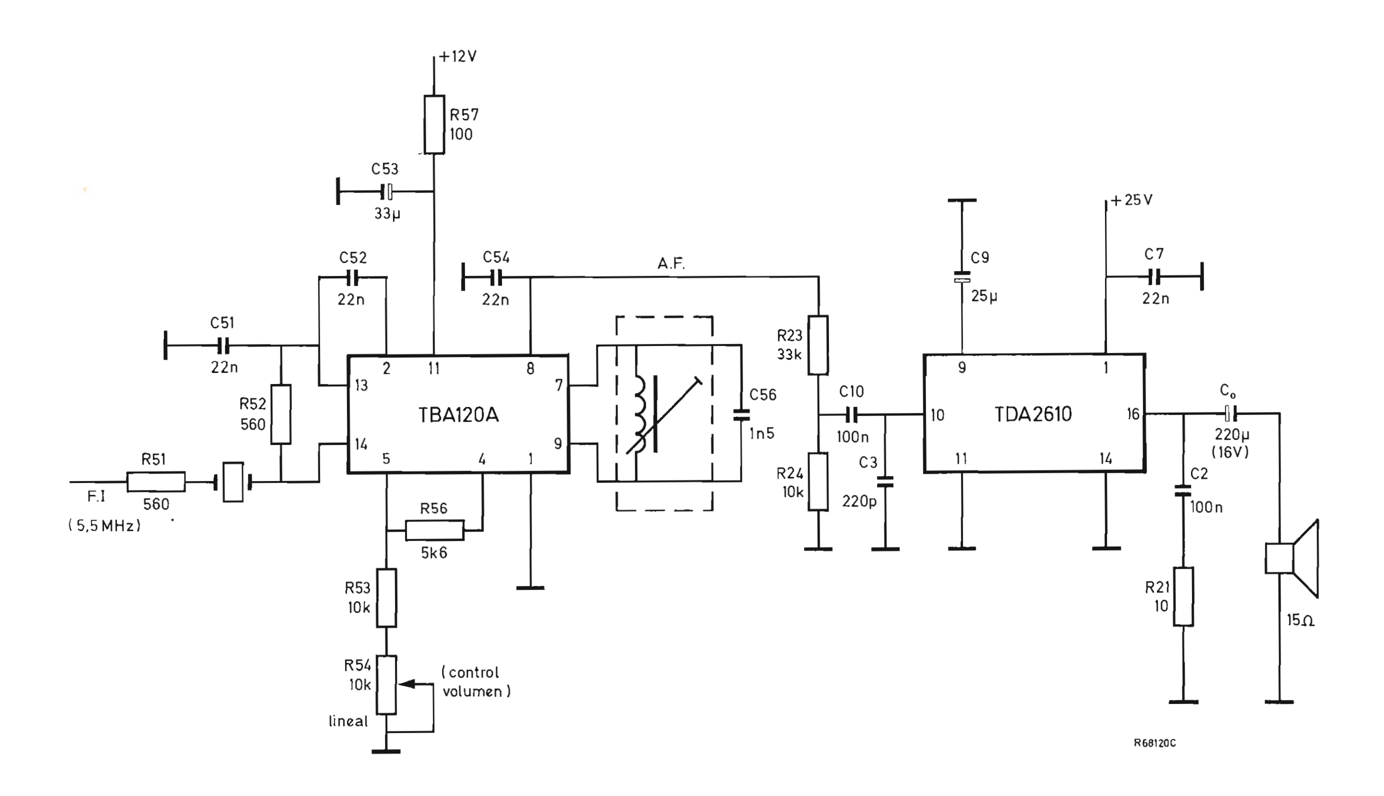


Figura 20. Circuito TDA2610 utilizado junto con el TBA120U (amplificador de F.I., demodulador, amplificador de b.f.). Según la aplicación puede ser necesario utilizar el TDA2610A.

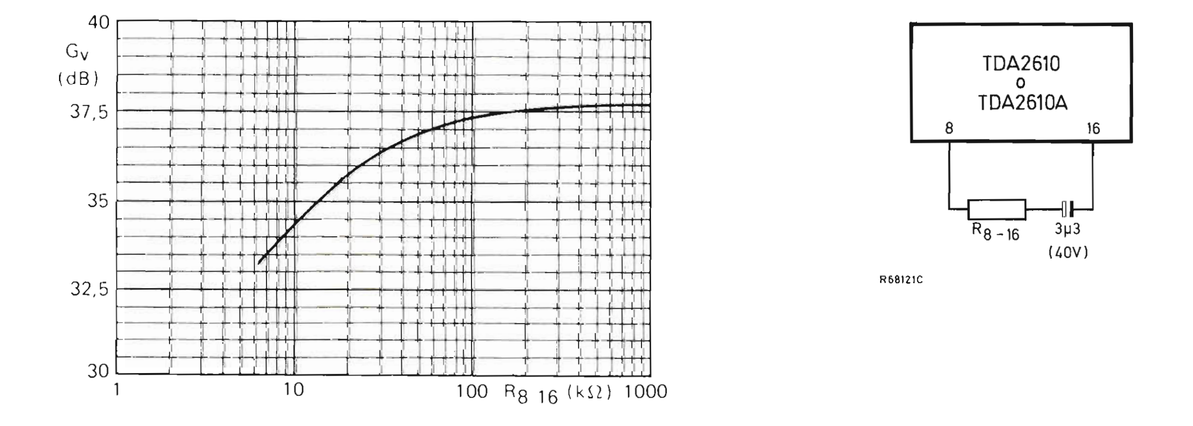
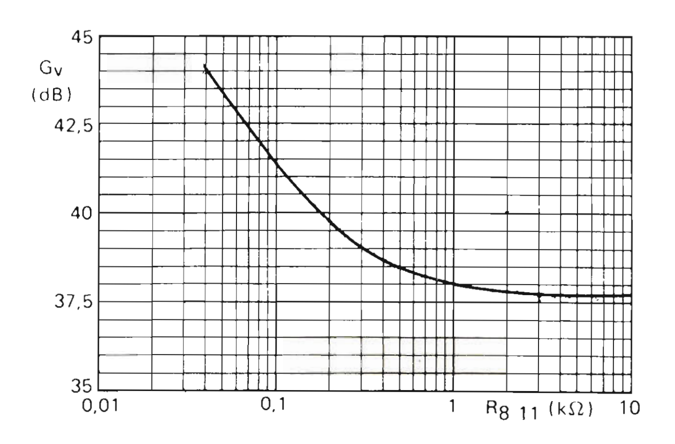


Figura 21. Ganancia de tensión típica G_v, en función de $R_{8\text{-}16}$. El valor mínimo recomendado es 6,2 kΩ.



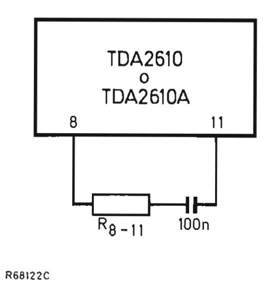


Figura 22. Ganancia de tensión típica, G_V, en función de $R_{8\text{-}11}$. El valor mínimo recomendado es 39 Ω.

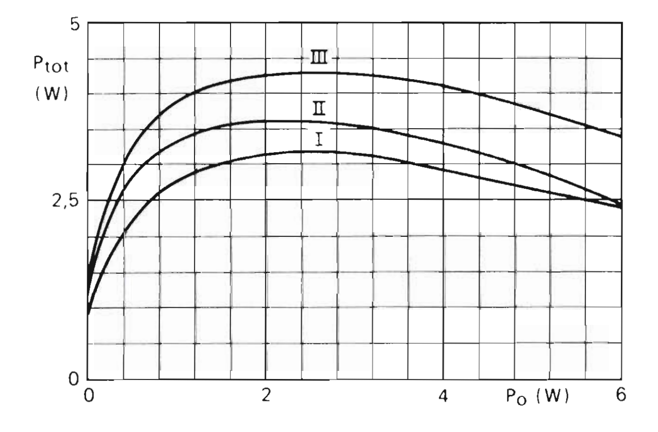


Figura 23. Disipación de potencia del TDA2610, P_{tot}, en función de la potencia de salida, P_0, para 1 kHz con una impedancia del altavoz de 8 Ω: (I) la tensión de alimentación se mantienen constante a 21 V, (II) 21 V de tensión de alimentación para máxima potencia de salida y 26 V para potencia de salida cero (tensión nominal), (III) como (II) pero la tensión de red un 10% por encima de la nominal.

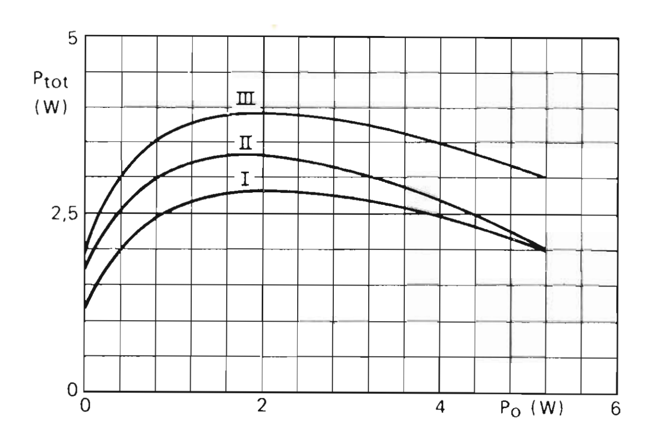


Figura 24. Disipación de potencia del TDA2610, P_{tot}, en función de la potencia de salida, P_0, a 1 kHz en una impedancia de altavoz de 15 Ω: (I) la tensión de alimentación se mantiene constante a 25 V, (II) 25 V de tensión de alimentación para máxima potencia de salida y 31 V para potencia de salida cero (tensión nominal), (III) como (II) pero la tensión de red un 10% por encima de la nominal.

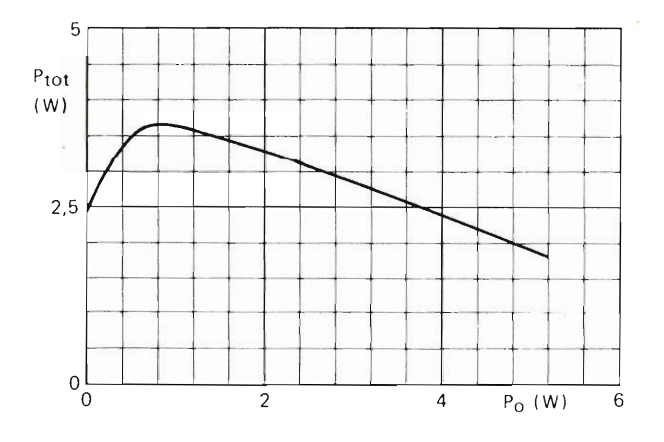
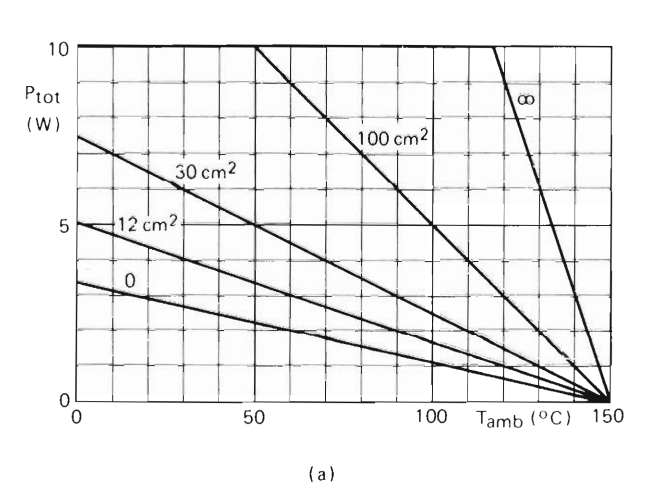
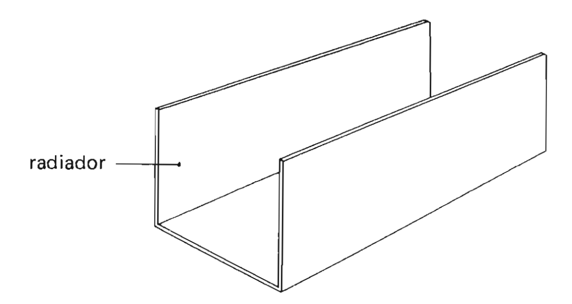
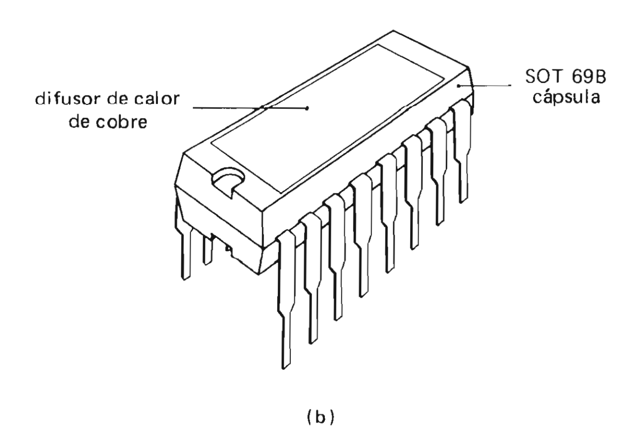


Figura 25. Disipación de potencia del TDA2610A, P_{tot}, en función de la potencia de salida, P_0, a 1 kHz con una impedancia del altavoz de 15 Ω; V_s (en la patilla 5) se mantiene constante a 25 V; $R_{se} = 12$ Ω, $R_{dr} = 82$ Ω.







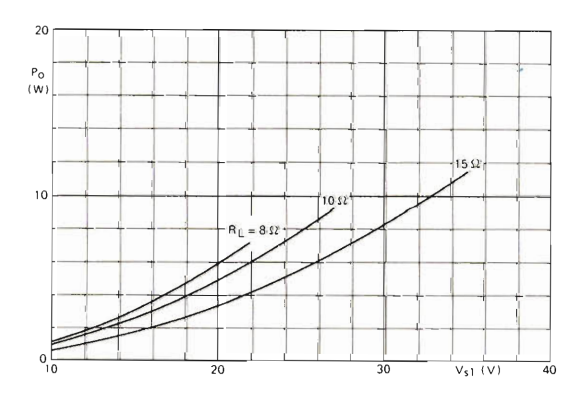


Figura 27. Potencia de salida típica, P_0, a 1 kHz (10% de distorsión total) para diferentes valores de la resistencia de carga, R_L, en función de la tensión de alimentación de c.c., V_{S1}, en la patilla 1. Para el TDA2610A, la tensión de alimentación de c.c. (en la patilla 5) es un 11% superior. El valor nominal máximo absoluto para $V_{1\text{-}11}$ y $V_{5\text{-}11}$ es 35 V. Consúltese la figura 14 para la elección de la impedancia del altavoz.

Figura 26. (a) Gráfica de cálculo del radiador para el TDA2610 y el TDA2610A. El radiador es de aluminio brillante de 1 mm de espesor. Convección libre. Las indicaciones dan el área de la superficie de una cara: 0 = sin radiador, ∞ = radiador infinito. Obsérvese que es permisible una disipación de hasta 10 W. (b) Indicación de la colocación del radiador.

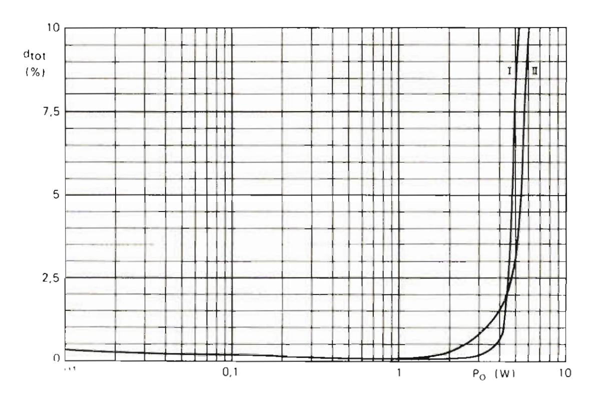


Figura 28. Distorsión total d_{tot} (típica) a 1 kHz en función de la potencia de salida: (I) $V_{S1} = 25$ V y $R_L = 15\ \Omega$, (II) $V_{S1} = 21$ V y $R_L = 8\ \Omega$. La tensión V_{S1} es la alimentación de la patilla 1. Para el TDA2610A, la tensión de alimentación de c.c. (en la patilla 5) es un 11% superior.

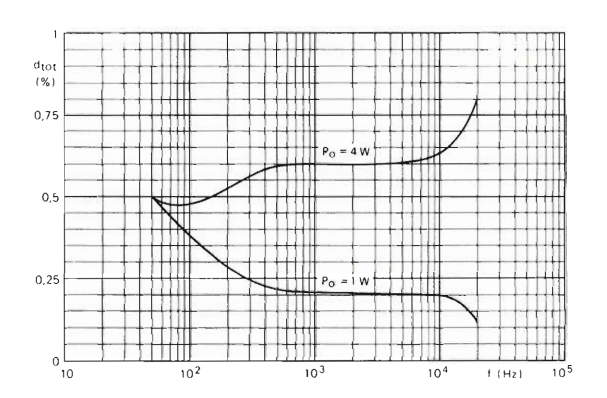


Figura 29. Distorsión total d_{tot} (típica) en función de la frecuencia f para P_0 igual a 1 W y 4 W; $V_{S1} = 25$ V (tensión alimentación en patilla 1) y $R_L = 15\ \Omega$. Para el TDA2610A, la tensión de alimentación (en la patilla 5) es un 11% superior.

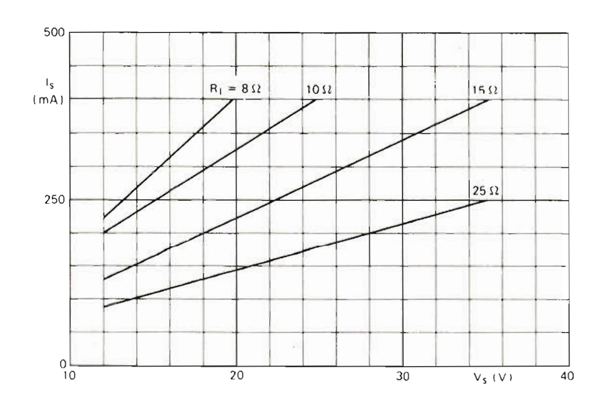
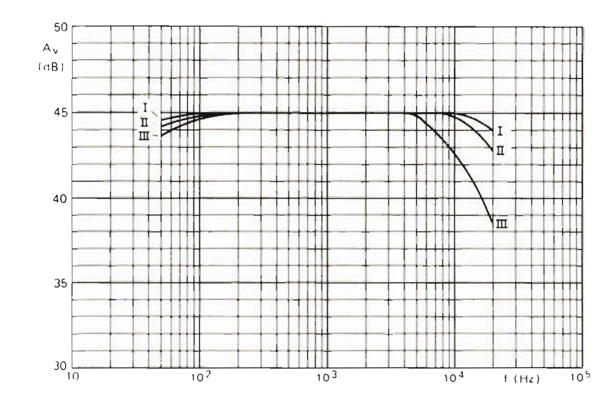


Figura 30. Corriente de alimentación, I_s, del TDA2610 en función de la tensión de alimentación de c.c., V_s, para diferentes valores de la resistencia de carga R_L y 10% de distorsión total de una salida senoidal. Valor nominal máximo absoluto para $V_{1\text{-}11} = 35$ V.



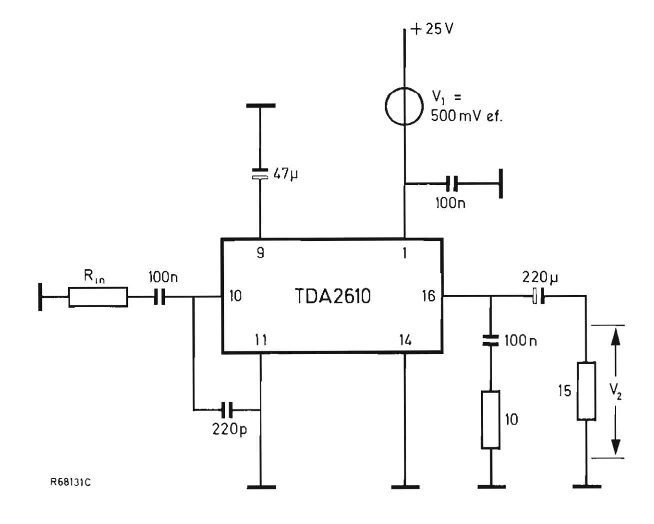


Figura 31. Rechazo de rizado, $A_V = 20\ \log(V_1/V_2)$, del TDA2610 en función de la frecuencia de rizado; (I) $R_{in} = 0$, (II) $R_{in} = 5$ kΩ; (III) $R_{in} = 10$ kΩ.

La ganancia del TDA2610 y del TDA2610A puede variar dentro de ciertos límites (unos 33 dB y 44 dB) conectando una red *RC* entre las patillas 8 y 16 (disminución de ganancia) o entre las patillas 8 y 11 (aumento de ganancia); véanse las figuras 21 y 22. Esta red tendrá en paralelo el resistor superior, R_{12} (figura 1 ó 2), o el resistor inferior, R_{11}, de la cadena de realimentación degenerativa. Se necesita el condensador para limitar el ajuste del circuito de salida de audio. A efectos de obtener un funcionamiento estable, el valor mínimo del resistor que se recomienda para obtener una disminución de ganancia es de 6,2 kΩ (figura 21) y el valor mínimo del resistor para conseguir un aumento de ganancia es de 39 Ω (figura 22).

5. Radiador

Las figuras 23 y 24 son las gráficas de la disipación de potencia de 1 kHz del TDA2610 para una impedancia del altavoz de 8 Ω y 15 Ω, para los dos casos de alimentación estabilizada (curva I en las figuras 23 y 24) y para una alimentación sin estabilizar (curvas II y III). La figura 25 da la disipación de potencia del TDA2610A a 1 kHz con la tensión de alimentación estabilizada a 25 V. Una vez conocida la disipación, se puede deducir la superficie del radiador (un lado) a partir de la figura 26a. El radiador se coloca en contacto directo con el disipador de calor de cobre que tiene la cápsula del circuito de salida de audio (figura 26b). La máxima disipación admisible de potencia es 10 W. La resistencia térmica unión-cápsula (disipador de calor) es $R_{th\ j\text{-}c} \approx 3{,}3°\,C/W$; la resistencia térmica unión-ambiente es $R_{th\ j\text{-}a} \approx 45°\,C/W$. $R_{th\ j\text{-}a} \approx 45°C/W$.

6. Características

Potencia de salida. La figura 27 es una gráfica de la potencia de salida a 1 kHz en función de la tensión de alimentación de c.c. en la patilla 1 para valores de la resistencia de carga de 8 Ω, 10 Ω y 15 Ω. Las curvas son válidas para una distorsión total del 10%. Para el TDA2610A, la tensión de alimentación de c.c. (en la patilla 5) es un 11% mayor debido a la caída de tensión en el resistor sensor de corriente.

Distorsión total. En la figura 28 se lee la distorsión total del TDA2610 a 1 kHz en función de P_0 para una tensión de alimentación de 25 V (R_L = 15 Ω) y para una tensión de alimentación de 21 V (R_L = 8 Ω). La gráfica de la figura 29 da la distorsión total en función de la frecuencia para una potencia de salida de 1 W y 4 W para una tensión de alimentación de 25 V c.c. y una resistencia de carga de 15 Ω. Para el TDA2610A, la tensión de alimentación de c.c. (en la patilla 5) es un 11% más elevada que los valores especificados.

Respuesta de frecuencia. El punto de caída de 3 dB de alta frecuencia está muy por encima del margen de audiofrecuencia, de modo que se obtendrá una buena respuesta de transitorios. La frecuencia más baja de caída de 3 dB depende del valor de la capacidad del condensador (o condensadores) de salida.

Consumo de corriente. En la figura 30 se muestra el consumo de corriente para el TDA2610 en función de la tensión de alimentación para valores de la resistencia de carga entre 8 Ω y 25 Ω y con el 10% de distorsión de la salida de onda senoidal.

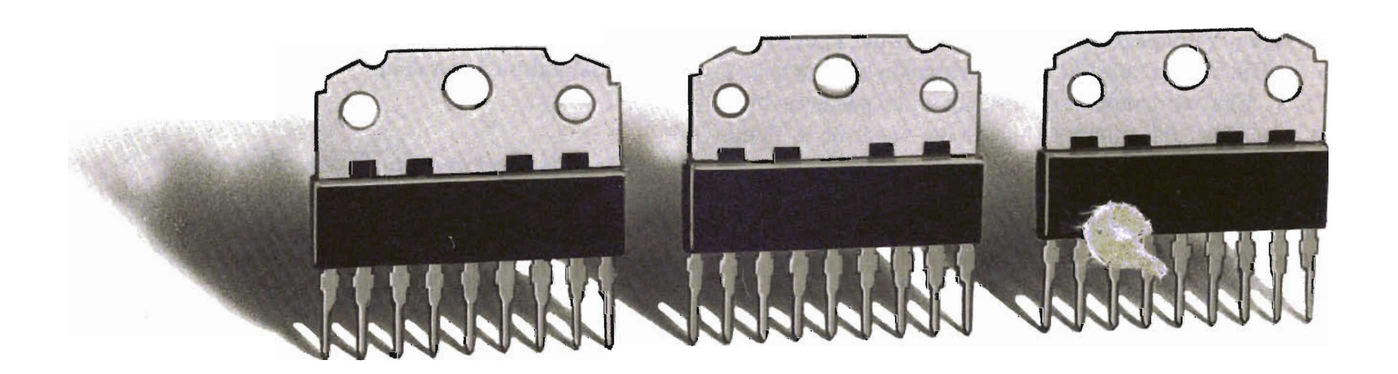
Rechazo de rizado. En la figura 31 se da el rechazo de rizado en función de la frecuencia y también se especifican las condiciones de medida. Para una impedancia de entrada de 5 kΩ, el rechazo de rizado es al menos de 42 dB en un margen de 50 Hz a 20 kHz. Esto supone que los rizados de conmutación de la red y de la fuente conmutada se suprimen eficazmente. ■

SIL-9

NUEVO ENCAPSULADO

PARA CIRCUITOS INTEGRADOS DE POTENCIA

Con el encapsulado SIL-9 se consiguen las mejores soluciones para el montaje del refrigerador, puesto que puede fijarse mediante pinza o atornillarse directamente.



TDA1010 Amplificador de audio alimentado con una tensión nominal de 14,4 voltios que proporciona una potencia de 6 vatios en una carga de 4 ohmios, o 7 vatios sobre una de 2 ohmios, por lo que es ideal para equipos de auto-radio.

TDA2611A Amplificador de audio diseñado especialmente para televisión con una ganancia máxima de 37 decibelios variable y una alimentación de 6 a 35 voltios. Porporciona una potencia de 5 vatios en una carga de 15 ohmios a 25 voltios, y 4'5 vatios en una carga de 8 ohmios a 12 voltios. Su impedancia de entrada es de 45 kΩ que puede elevarse a 1 MΩ disponiendo a si mismo de protección térmica.

MAS VERSATILIDAD PARA MONTAR EL REFRIGERADOR

VISUALIZADORES DE CRISTAL LIQUIDO: PRIMERA PARTE

Después de una breve descripción del estado cristal-líquido, se discuten los tipos de cristales líquidos y se estudian sus propiedades más importantes. Se describe la fabricación, la elección de materiales y la construcción de visualizadores. Se examina la calidad final, la fiabilidad y la vida útil.

La segunda parte de este artículo trata de la utilización de los visualizadores de cristal líquido, de los factores que gobiernan la fiabilidad y de los requisitos de los circuitos excitadores.

Los visualizadores de cristal líquido tienen ahora unos diez años. Después de las dificultades iniciales, sus inherentes ventajas: baja tensión de alimentación, gran flexibilidad de diseño y la posibilidad de multitud de colores, los han establecido firmemente en el campo de los visualizadores. Utilizados ya en relojes electrónicos, calculadoras e instrumentos digitales, ofrecen una forma de producir visualizadores alfa-numéricos planos y poco gruesos y visualizadores pictóricos de pantalla.

Dos tecnologías alternativas de visualizadores de cristal líquido están ahora firmemente establecidas en la fabricación. Se están poniendo a prueba su flexibilidad y sus posibilidades totales y se establecen y estudian sus características de calidad y fiabilidad.

Su construcción los hace particularmente adecuados para diseños especiales a gusto del cliente. Está disponible una gama adecuada de cristales líquidos. Existen pocas limitaciones en el diseño de los electrodos que determinan la imagen obtenida y el circuito de excitación necesario. Tanto la apariencia como el sistema de iluminación se pueden elegir para cumplimentar una determinada aplicación.

CRISTALES LIQUIDOS Y EFECTOS ELECTRO-OPTICOS

Ciertas sustancias pueden tomar un estado en el cual presentan a la vez propiedades de sólido y de líquido. Como líquidos, son fluidos y sus moléculas tienen una gran libertad de movimiento; sin embargo, como sólidos cristalinos sus moléculas retienen un cierto grado de ordenación. Generalmente permanecen orientados en una dirección preferida, pero son libres de intercambiar posiciones o de girar alrededor de sus largos ejes.

Este estado cristal-líquido parcialmente ordenado existe entre temperaturas de transición definidas: la transición sólido-líquido (punto de fusión), y a una temperatura más elevada por encima de la cual el líquido se vuelve completamente desordenado, punto de clarificación T_c. Entre estas dos temperaturas los ejes de las moléculas tienen una orientación preferida conocida como *director* del cristal líquido.

Tipos de cristal líquido

Los cristales líquidos se clasifican de acuerdo con la forma de orden impuesta en sus moléculas. Se reconocen tres clases principales: nemáticos, esmécticos y colestéricos. En la estructura esmética, las moléculas están dispuestas en capas con el director perpendicular al plano de la capa. La estructura nemática tiene orientación paralela pero no capas. La estructura colestérica tiene capas pero con el director paralelo al plano de la capa y ligeramente girado entre capas adyacentes formando una imagen helicoidal normal a los planos de las capas.

En la estructura esméctica, las moléculas se pueden mover dentro del plano de las capas siempre que su orientación siga siendo la misma. En las estructuras colestérica y nemática, sólo la orientación está limitada, por el contrario las moléculas pueden moverse libremente dentro de la masa de líquido. Estas estructuras se ilustran en la figura 1.

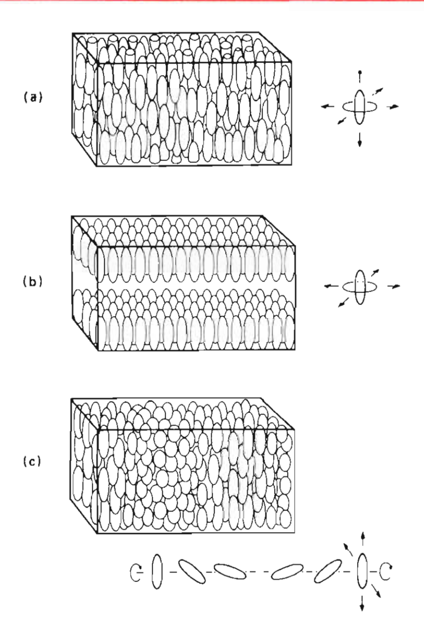


Figura 1. Disposición molecular en los tres tipos de cristal líquido y su libertad de movimiento: (a) nemático; (b) esméctico; (c) colestérico.

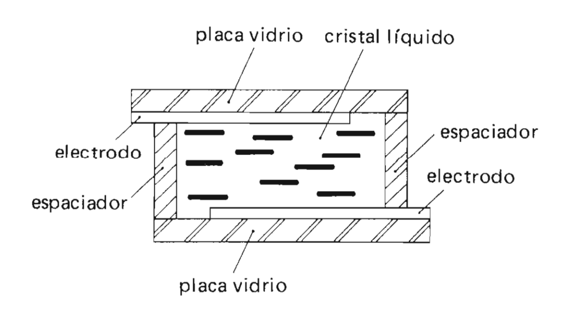
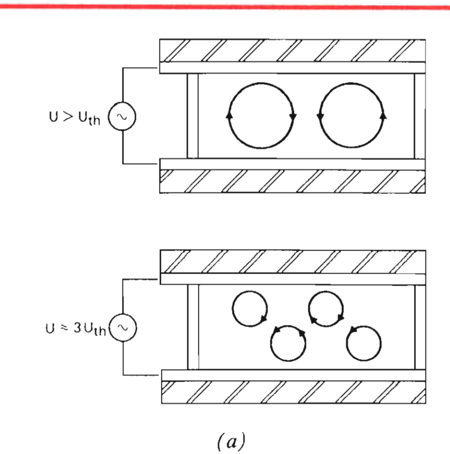
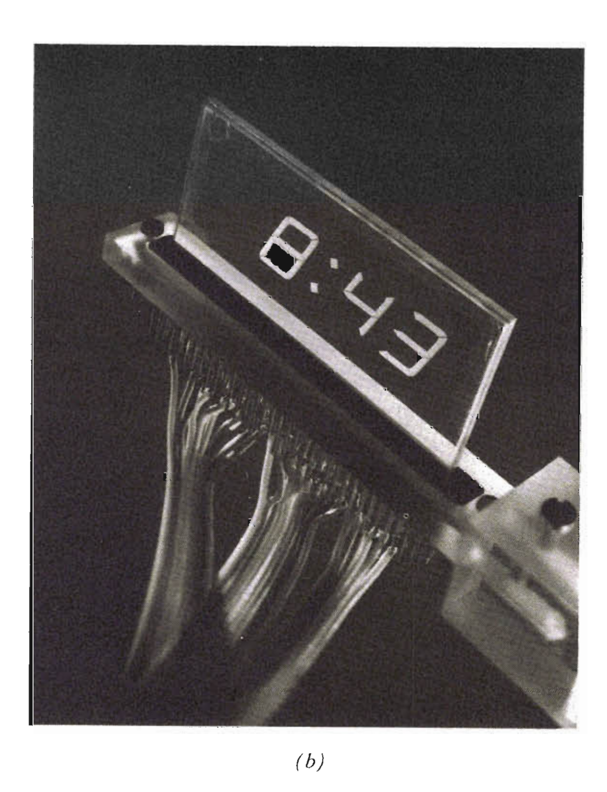


Figura 2. Construcción básica de una célula de visualizador de cristal líquido. Los electrodos transparentes de óxido de indio y estaño y las placas de vidrio permiten el paso de la luz a través de la célula en una dirección paralela a la del campo eléctrico aplicado. En este ejemplo, el tratamiento de la superficie de los electrodos y las placas de vidrio imponen un alineamiento planar en el cristal líquido (nemático).

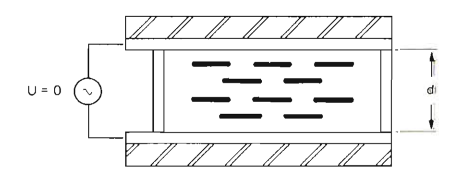


(a)



(b)

Figura 4. (a) Desarrollo de la turbulencia en un cristal líquido cuando la tensión aplicada es superior a U_{th}; (b) aspecto lechoso debido a la dispersión.



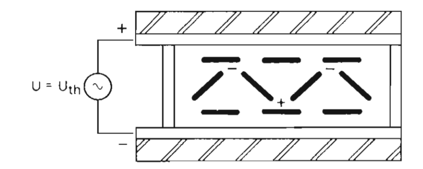


Figura 3. Deformación de la estructura del cristal líquido debida a la formación de una carga espacial a la tensión umbral U_{th}.

Propiedades de los cristales líquidos

Las sustancias que presentan la fase cristal-líquido están formadas por moléculas alargadas; las más corrientes son compuestos orgánicos. Debido a sus moléculas alargadas y a su estructura ordenada, los cristales líquidos tienen propiedades físicas anisótropas. En ellas, el grado de anisotropía se define como el valor de tal propiedad paralela al director menos su valor perpendicular al director: $\Delta A = A_p - A_n$. En las aplicaciones de visualizadores, las propiedades más importantes son la anisotropía dieléctrica $\Delta\epsilon$, que puede ser positiva o negativa y el índice de refracción anisotrópico Δn, que siempre es positivo. Cristales líquidos adecuadamente dopados presentan también conductancia anisotrópica ΔG. La aplicación de un campo eléctrico a un cristal líquido de este tipo induce cargas espaciales.

Evidentemente, solamente son adecuadas para aplicarlas en visualizadores aquellas sustancias cuya fase cristal líquido se presenta a temperatura ambiente. El margen preferido es entre $-10°C$ y $+80°C$. Actualmente no se dispone de cristales líquidos simples que cubran un margen tan ancho, de forma que se tienen que utilizar mezclas. Recientemente, se han realizado muchos progresos en la síntesis de sustancias estables química o fotoquímicamente, a partir de las cuales se pueden hacer mezclas adecuadas.

Efectos electro-ópticos

Los visualizadores de cristal líquido son más bien dispositivos electro-ópticos que opto-electrónicos. Esta distinción es importante ya que tiene en cuenta el muy bajo consumo de energía de los visualizadores de cristal-líquido. Los efectos optoelectrónicos son aquellos en los cuales interaccionan fotones y electrones: diodos emisores de luz (LED) y fototransistores son ejemplos de dispositivos opto-electrónicos. Los efectos electro-ópticos, por otra parte, son aquellos en los cuales las propiedades ópticas de una sustancia son alteradas por la acción de un campo eléctrico: como el efecto Kerr y ahora en los cristales líquidos. En lo que concierne a los visualizadores, la diferencia está entre la producción de luz (activo) y la modificación (o modulación) de la luz incidente (pasivo).

Los cristales líquidos presentan efectos electro-ópticos de mayor magnitud que los conocidos anteriormente.

Dispersión dinámica

La dispersión dinámica fue el primer efecto de los cristales líquidos que se desarrolló para aplicaciones en visualizadores. Se observa cuando un cristal líquido nemático dopado para hacerlo más conductivo está expuesto a un campo eléctrico.

El cristal líquido debe tener anisotropía dieléctrica negativa ($\Delta\epsilon < 0$) y anisotropía de conductancia positiva ($\Delta G > 0$). Se coloca entre dos electrodos transparentes paralelos, cuyas superficies han sido tratadas para determinar la alineación del cristal líquido inmediatamente adyacente a ellas. Debido a las fuerzas de alineación entre las moléculas, la orientación del director permanece entonces uniforme a través de la capa de cristal líquido que tiene un espesor de unos 10 μm (fig. 2).

La alineación del director paralela a la superficie de los electrodos se conoce como alineación planar y la normal a la superficie de los electrodos se conoce como homeotrópica.

La aplicación de una tensión contínua o alterna de baja frecuencia a un cristal líquido alineado en forma planar induce flujo periódico o dominios de Williams cuando la tensión alcanza un nivel umbral U_{th}. (El símbolo U se utiliza a lo largo de este artículo para indicar un nivel de tensión que puede ser de corriente contínua o el valor eficaz de una tensión alterna. En la práctica, la tensión de funcionamiento aplicada a un cristal líquido será alterna ya que la utilización de una tensión contínua de funcionamiento conduciría al deterioro del visualizador de cristal líquido.) Esta perturbación de la estructura nemática se produce debido a las cargas espaciales inducidas como resultado de la anisotropía de conductancia positiva (fig. 3). Si la tensión aumenta aún más, las fuerzas debidas a las cargas espaciales son mayores que las fuerzas estabilizadoras debidas a la anisotropía de conductancia negativa, y el movimiento turbulento de las moléculas queda establecido. Aumentando la tensión todavía más, la turbulencia produce grandes variaciones locales en el índice de refracción que se vuelve perceptible, la luz se dispersa y cambia el aspecto de la capa al de una transparencia lechosa (fig. 4).

La tensión umbral para la producción de dominios de Williams depende de la frecuencia. En teoría, a la frecuencia de corte, f_c, U_{th} aumenta a infinito. En la práctica, f_c, que es la frecuencia de relajación de las cargas espaciales y es función de la viscosidad y de la anisotropía dieléctrica del cristal líquido, separa las regiones de "conducción" y las "dieléctricas" de la característica del cristal líquido (fig. 5). Tensiones elevadas aplicadas en la región dieléctrica ($f > f_c$) producen un tipo diferente de turbulencia de dispersión de la luz,

La figura 6 muestra como están relacionadas la tensión aplicada y la dispersión de la luz incidente. Están definidas dos tensiones: U_{th} que es el punto en el cual la proyección de la parte recta de la característica tensión/

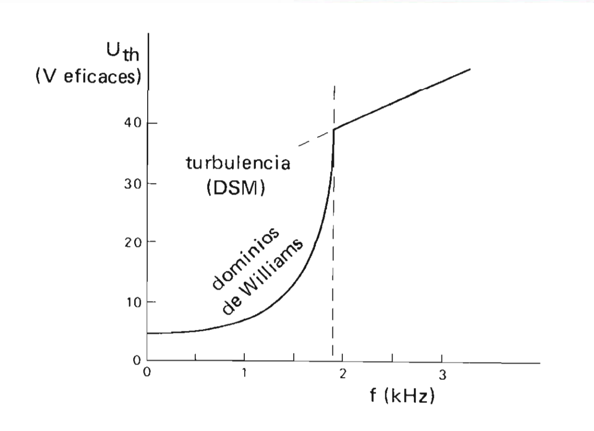


Figura 5. Relación entre U_{th} y la frecuencia para dispersión dinámica en un cristal líquido.

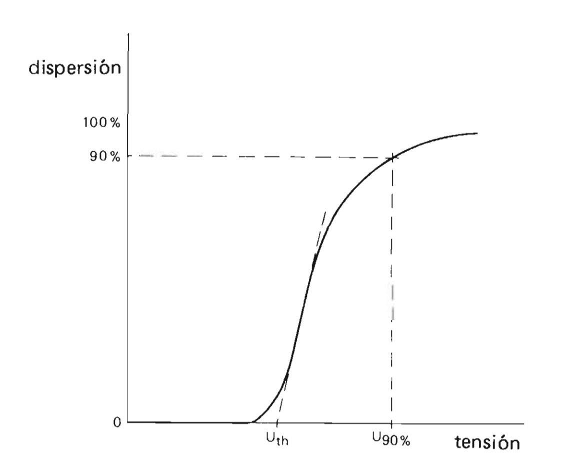


Figura 6. Dispersión de la luz en un visualizador de dispersión en función de la tensión aplicada.

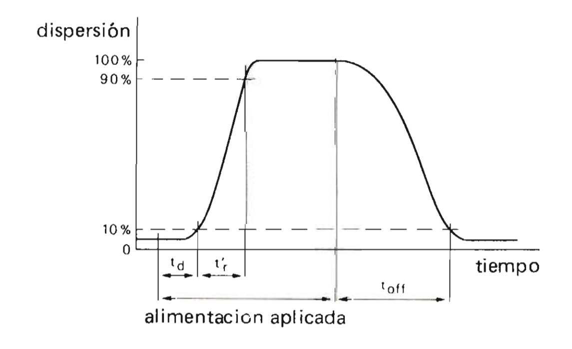


Figura 7. Definición de los tiempos de subida y caída para un visualizador de cristal líquido.

contraste corta al eje de tensiones, y U_{90} es la tensión que produce el 90% de la dispersión máxima. Los tiempos de conmutación se definen para una tensión algo superior a U_{90}. En la figura 7, t_{on}, el tiempo necesario para alcanzar el 90% después de la aplicación de la alimentación, se divide en dos partes: el tiempo de detención, t_d, y el tiempo de subida, t_r. El tiempo de detención es el tiempo que transcurre para que la dispersión alcance el 10% y el tiempo de subida es el tiempo transcurrido entre el 10% y el 90%. El tiempo de bajada, t_{off}, es el tiempo que transcurre para que la dispersión descienda al 10% después de retirar la tensión. Valores típicos para visualizadores de dispersión dinámica son $t_r = t_{off} = 100$ ms.

Nemático giratorio

En los visualizadores nemáticos giratorios, el cristal líquido está situado también entre electrodos tratados para forzar la alineación del director. No obstante en este caso, la alineación del director puede girar hasta 90° entre un electrodo y el otro, figura 8. Si la luz incidente es polarizada paralelamente a la alineación del director en un electrodo, el plano de polarización seguirá la alineación del director a través del cristal líquido y girará hasta 90° cuando la luz pase de un electrodo a otro.

Para ser adecuado para el funcionamiento nemático giratorio, un cristal líquido debe tener anisotropía dieléctrica positiva ($\Delta\epsilon > 0$). Las tensiones U_{th} y U_{90} son 1 V y 2 V respectivamente para una célula de 10 μm de espesor.

Cuando se aplica una tensión superior a U_{th} entre los electrodos, el director gira para ser paralelo a la dirección del campo eléctrico. Entonces no hay rotación y el plano de polarización de la luz que atraviesa la célula no es afectado. Si se observa la luz a través de un filtro polarizador se puede hacer que aparezca o desaparezca con la aplicación de una tensión. Los tiempos de conmutación son $t_r \simeq 50$ ms y $t_{off} \simeq 200$ ms a temperatura ambiente.

Comparación

La diferencia fundamental entre los visualizadores de cristal líquido de dispersión dinámica y los nemáticos giratorios es que los visualizadores de dispersión dinámica funcionan combinando los efectos de campo y de conducción mientras que los nemáticos giratorios funcionan únicamente por efecto del campo. Así pues, una conductividad definida (de 10^{-9} a 10^{-10} $(\Omega \text{ cm})^{-1}$) es esencial en un cristal líquido de dispersión dinámica. Los cristales líquidos nemáticos rotatorios, por otra parte, pueden tener conductividades tres o cuatro veces mayor que ésta. En ellos, la orientación del director es inducida

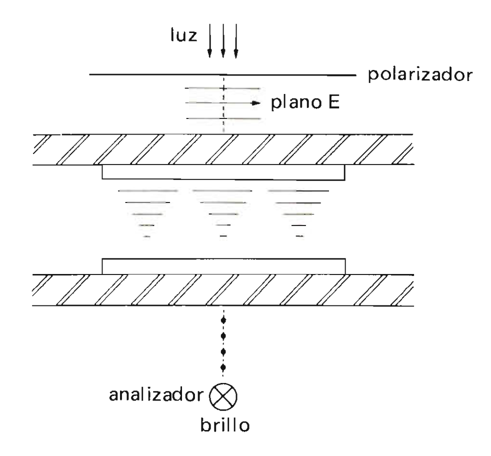


Figura 8. Un cristal líquido nemático rotatorio con una tensión aplicada igual a cero. El alineamiento del director es perpendicular en las paredes de la célula pero girado de una pared a la otra. El plano de polarización de la luz polarizada incidente en la célula gira mientras la luz atraviesa la célula.

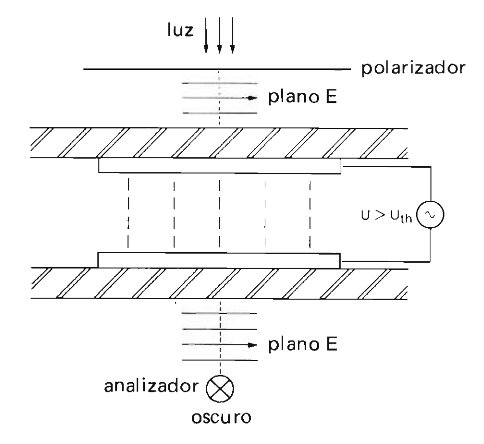


Figura 9. La aplicación de una tensión superior a U_{th} a un cristal líquido nemático rotatorio hace que la alineación de las moléculas sea paralela a las líneas eléctricas de fuerza. La luz que atraviesa la célula no afecta al plano de polarización. En el ejemplo que se ilustra, que utiliza filtros cruzados de polarización, la luz es interrumpida cuando se aplica tensión. Con polarizadores paralelos, la luz aparecerá al aplicar la tensión.

por fuerzas debidas a la anisotropía dieléctrica que sobrepasan las fuerzas intermoleculares.

Debido a las más bajas tensiones de trabajo y a las más elevadas resistividades, los visualizadores nemáticos giratorios consumen menos energía que los visualizadores de dispersión dinámica.

Los visualizadores de dispersión dinámica no necesitan filtros polarizadores con sus posibles pérdidas de luz, pero necesitan un espejo real situado detrás de ellos. Las principales propiedades de los dos tipos de visualizadores se comparan en la tabla 1.

MATERIALES Y FABRICACION DE VISUALIZADORES

La figura 10 muestra los componentes de una célula de visualizador de cristal líquido nemático rotatorio; un visualizador de dispersión dinámica tiene una construcción similar aunque más simple. Esta construcción es muy favorable ya que tiene las cara frontal y trasera planas y rígidas con los electrodos depositados en sus superficies internas, un espaciador cierra la célula y mantiene su espesor; y diferentes películas moduladoras de luz definen las propiedades ópticas del conjunto.

Como en muchos componentes electrónicos, hay varios materiales en contacto íntimo. Tanto el funcionamiento como la vida del visualizador dependen de lo adecuados y compatibles que sean estos materiales.

Composición del cristal líquido

La mayor parte de los cristales líquidos son compuestos orgánicos que tienen moléculas alargadas con una estructura electrónica conjugada en forma de π, basada en dos anillos bencénicos para-sustituidos, como muestra la figura 11. Los grupos sustituyentes pueden ser alquílicos, alcoxílicos o ciánicos. Grupos puente unen entre sí los anillos y es de ellos de los que toman el nombre las diferentes clases de cristales líquidos. Si no existe el grupo de unión y los anillos están unidos directamente, el compuesto es un difenilo. Estos están entre los cristales líquidos más estables.

Placas superficiales y electrodos

Las placas frontal y trasera tienen varias funciones importantes. Proporcionan a la célula rigidez mecánica, protegen al cristal líquido de contaminación y evaporación; proporcionan substratos fiables y planos para los electrodos y las capas que orientan al director.

El vidrio es evidentemente el material más adecuado para las placas superficiales. Es estable, rígido, inerte, insoluble e impermeable. Además, es transparente a la

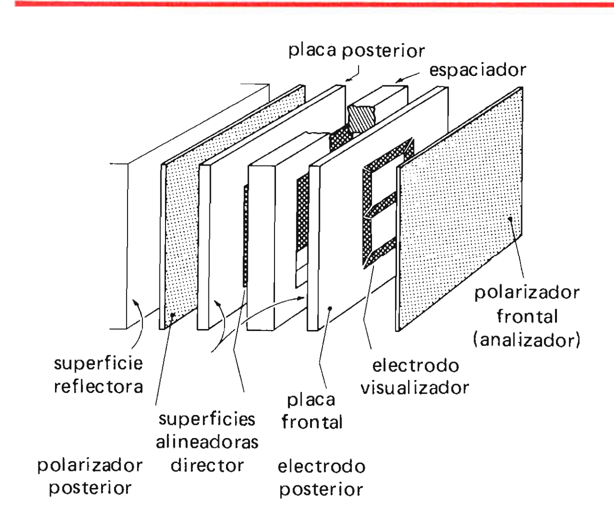


Figura 10. Diagrama de un visualizador de cristal líquido que utiliza un cristal líquido nemático rotatorio funcionando en modo reflexivo. Es importante que la superficie reflectante posterior no afecte a la polarización de luz procedente de la célula.

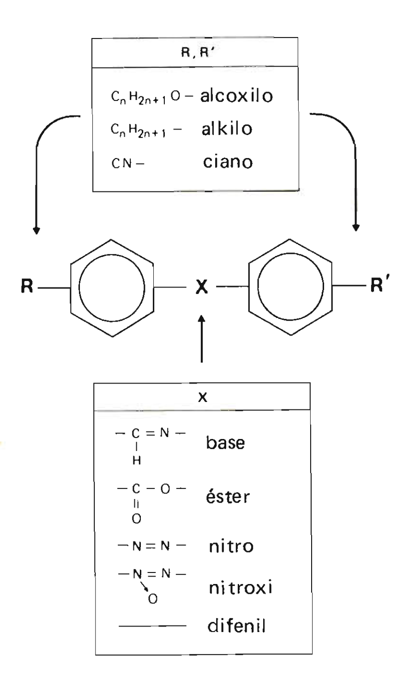


Figura 11. La mayor parte de los cristales líquidos utilizados en visualizadores están formados por dos anillos bencénicos (aromáticos). Están unidos directamente o por uno de los grupos moleculares que figuran abajo. En las posiciones para R R', se puede sustituir por uno de los grupos superiores.

luz visible, pero absorbe o refleja gran parte del ultravioleta que de otra manera podría producir disociación fotoquímica del cristal líquido. Algunas características electro-ópticas dependen del espesor de la capa de cristal líquido. Este espesor deberá estar entre 10 μm y 20 μm y paralelo dentro de unos 2 μm. Así pues, el tamaño máximo de un visualizador depende de lo planas que sean las placas de vidrio disponibles.

Se utilizan electrodos tanto transparentes como reflectores, depositados en las caras internas de las placas superficiales. En el caso de un visualizador nemático giratorio, ambos conjuntos de electrodos deben ser transparentes. Si la célula es observada con luz transmitida o reflejada, la luz debe pasar a través del filtro polarizador posterior. Un visualizador que utiliza el efecto de dispersión dinámica y es observado con luz reflejada puede tener electrodos posteriores reflectores.

Los electrodos transparentes son generalmente capas de óxido de indio y estaño ($In_2O_3 \cdot SnO_2$). Se realizan depositando por vapor una capa de óxido y grabando la forma necesaria mediante resinas fotosensibles o máscaras impresas. Se obtienen por este método resoluciones superiores a 20 μm. Los electrodos de óxido de indio y estaño tienen una transparencia del 100% con relación al vidrio a una longitud de onda de 550 nm (la sensibilidad máxima del ojo) y resistencias cuadradas de 30 a 150 $\Omega/\square$.

Los electrodos reflectores pueden ser capas de aluminio, oro o níquel producidas depositando al vacío o mediante técnicas de rociado de alta frecuencia. De nuevo la capa se graba con la forma necesaria por medio de máscaras.

Tratamiento de la superficie y aislamiento

Quedan dos importantes etapas en la preparación de las caras internas de las placas superficiales. Se aplica una fina capa aislante a los electrodos y la superficie interna es tratada para obtener la orientación necesaria del director.

La capa aislante prolonga la vida y simplifica la utilización de los visualizadores de cristal líquido nemáticos rotatorios. Bloquea el paso de la corriente contínua y evita de esta manera la descomposición electrolítica del cristal líquido y simplifica considerablemente las características de las etapas excitadoras.

Tanto la topografía como la composición de la superficie en contacto con el cristal líquido contribuyen a la alineación del director. Además, es importante que la superficie preparada no sea afectada por la mezcla de cristales líquidos si se tiene que conseguir un visualizador estable o de larga vida. Una composición química adecuada para la superficie se obtiene por absorción de igualadores con elementos químicos o con delgadas capas de polímero. Entonces se asegura una topografía adecuada por abrasión o pulido. Se han desarrollado varias combi-



naciones críticas de técnicas de preparación de la superficie para la alineación del director de los diferentes tipos de cristales líquidos.

Espaciadores, adhesivos, llenado y sellado

El espaciador forma las paredes superior, inferior y laterales de la célula. Como el espaciador necesario es pequeño, el espaciador y el adhesivo son generalmente lo mismo: se construyen células visualizadoras por compresión en caliente de un espaciador de polímero termoplástico. Se utilizan plásticos de elevado grado de polimerización para evitar la contaminación del cristal líquido. Otros métodos de construcción corrientemente utilizados incluyen el pegado con resinas y vidrios termoestables cargados para asegurar la separación correcta.

Los cristales líquidos no deben estar expuestos a temperaturas por encima de 150°C, de tal forma que la célula debe ser sellada antes de llenarse si se utiliza una técnica de comprensión en caliente. Por esta razón, las células se ensamblan normalmente dejando un pequeño orificio para el siguiente llenado por medio de una combinación de la acción de vacío y de capilaridad. Después del llenado, el orificio se cierra con un punto de soldadura de baja temperatura de fusión.

El sellado con termoplásticos es especialmente resistente a los efectos del choque térmico; esto los hace especialmente adecuados para visualizadores de gran superficie.

Polarizadores y otros moduladores de luz

Los moduladores de luz se añaden a la célula para adaptar su apariencia a las condiciones bajo las cuales debe ser observada. Incluyen películas polarizadoras —esencial para visualizadores nemáticos rotatorios— difusores y reflectores difusos para distribuir la luz uniformemente, lentes y filtros de color. Los moduladores se añaden al visualizador después del ensamblado y llenado.

Una posibilidad atractiva es la utilización de filtros de polarización coloreados. Cuando se añaden éstos a los visualizadores que funcionan por transmisión de luz, se obtienen brillantes cambios de color.

Fabricación de los visualizadores de cristal líquido

La figura 12 muestra como las diversas técnicas descritas en este apartado se combinan en la fabricación de los visualizadores de cristal líquido nemáticos rotatorios. El primer paso es la preparación de las placas superficiales. Estas son de vidrio plano y cubiertas por una cara por una delgada capa de óxido de indio y estaño. Se prac-

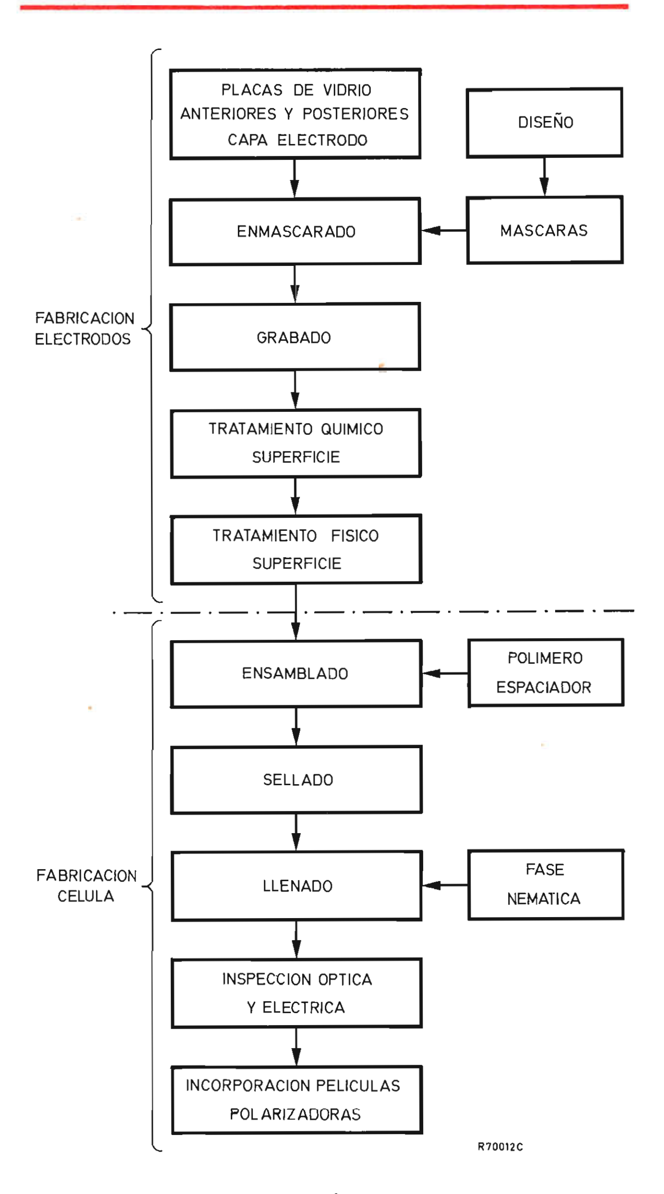


Figura 12. Etapas de fabricación de un visualizador de cristal líquido nemático rotatorio. Los procesos elegidos son muy adaptables, y por lo tanto particularmente adecuados para realizar diseños a gusto del cliente.

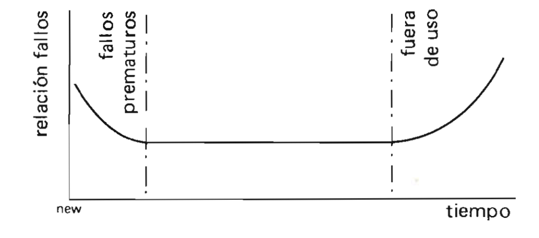


Figura 13. Variación de la relación de fallos con el tiempo: la conocida curva en forma de "bañera". La prominencia de la parte inicial es una media del cuidado y del control ejercidos durante la fabricación; cerca del inicio de la zona de subida de la parte final de la curva estará el punto designado "fin de la vida útil".

tica un pequeño orificio en la placa posterior para el llenado de la célula ya montada.

En esta etapa las placas deben satisfacer los siguientes requisitos. Plano: dentro de 0,6 μm/cm; transparencia: $> 85\%$ a una longitud de onda de 550 nm; resistividad del electrodo: $> 200\ \Omega/\square$.

Se utilizan máscaras de resina fotosensible o impresas para implantar los electrodos de la forma deseada; ambos métodos ofrecen una elevada resolución y una máxima flexibilidad de diseño. El óxido expuesto por la máscara es atacado y retirado dejando los electrodos según la forma deseada.

Seguidamente, se aplica una capa de polímero plástico a los electrodos y a la cara interior de las superficies. Esta efectúa las fundamentales tareas de alinear el director, bloquear la c.c., proporcionar una barrera química y física entre los electrodos y el cristal líquido y preparar el proceso de sellado.

Las placas frontal y posterior terminadas se montan con el espaciador entre ellas. Esto se efectúa con una precisión de 1 μm para asegurar el necesario paralelismo de las superficies del electrodo. La célula montada se suelda por compresión en caliente.

El llenado de la célula a través del orificio en la placa posterior se efectúa principalmente por capilaridad ya que la célula tiene solamente un espesor interior de 10 μm. El proceso se acelera calentando el líquido por encima de T_C para reducir su viscosidad y la célula es sometida al vacío. Finalmente, la célula se cierra con una gota de soldadura de bajo punto de fusión.

La célula completada es inspeccionada ahora en sus propiedades ópticas y eléctricas y si se cumplen sus especificaciones está lista para aplicar las películas moduladoras de luz elegidas. Está disponible una amplia variedad de ellas para satisfacer la mayor parte de los requisitos de aspecto y modo de funcionamiento.

ASPECTOS DE LA CALIDAD DE LOS VISUALIZADORES DE CRISTAL LIQUIDO

Para ser apto para su utilización, los visualizadores de cristal líquido deben cumplir sus especificaciones dentro de las tolerancias establecidas cuando es suministrado y continuar cumpliéndolas durante un período aceptable de tiempo bajo unas condiciones de funcionamiento correctas. Así pues, hay que considerar dos aspectos de la calidad: la calidad inicial o conformidad y la fiabilidad.

La calidad depende de diversos factores, diseño, manufactura, método de fabricación y materiales utilizados. Se ha discutido la importancia de la elección cuidadosa de los materiales de visualizadores de cristal líquido. Los cristales líquidos pueden ser dañados por impurezas, las cuales deben ser rigurosamente eliminadas. La inspección de las etapas de construcción y del visualizador terminado contribuyen a asegurar que se mantenga una "normalización" y que los visualizadores terminados cumplan sus especificaciones.

La fiabilidad depende también de las condiciones de utilización del visualizador y del grado de protección incorporado contra un posible uso incorrecto. Por ello, es importante la capa que bloquea la corriente continua evitando daños en el cristal líquido debidos a la aplicación de tensión contínua.

Los parámetros de los visualizadores se pueden dividir en tres grupos principales: mecánicos, eléctricos y ópticos. Tres aspectos de cada parámetro son importantes: su valor, la variación alrededor de éste y su estabilidad con el tiempo y el ambiente.

AQL; calidad entregada

El Nivel de Calidad Aceptable (AQL) indica el riesgo de que un dispositivo nuevo no cumpla las especificaciones. El AQL se especifica generalmente para todas las características principales del elemento en conjunto y para las características individuales o grupos de características dentro de las especificaciones. Normalmente se especifican los niveles AQL incluso cuando éstos no son reclamados por el cliente. Las definiciones y los métodos utilizados para determinar los niveles AQL son los de la norma MIL-STD-105D.

Como la mayoría de los visualizadores de cristal líquido son a gusto del cliente, hay una gran variedad de tamaños y especificaciones que hacen sea imposible establecer una definición general de los niveles AQL. Por esta razón, los niveles AQL deben ser determinados para cada diseño en particular.

Fiabilidad y vida útil

La relación de fallos, base de la determinación de la fiabilidad, es la proporción de elementos de una partida que fallan en un período de tiempo determinado. La relación de fallos varía con el tiempo y las condiciones de funcionamiento. En la figura 13 se muestra una gráfica de la relación de fallos en función del tiempo, que tiene la familiar forma de bañera. Las condiciones de funcionamiento determinan el nivel de fatiga: la proporción de sus valores límite máximos a los cuales es sometido el dispositivo. Generalmente, cuanto mayor es el nivel de fatiga mayor es la relación de fallos.

No se conocen mecanismos de fallos inherentes a las propiedades electro-ópticas de los cristales líquidos. Estos fallos, cuando ocurren, se deben principalmente a los efectos electroquímicos, fotoquímicos o químicos descritos anteriormente. Las causas más importantes de fatiga a la que están expuestos los visualizadores de cristal líquido durante el paso de la corriente, son la presencia



de impurezas y la temperatura. La temperatura es importante porque las reacciones químicas se aceleran al aumentar la temperatura.

Los visualizadores de cristal líquido dejan de funcionar cuando su temperatura está por debajo del punto de fusión o por encima del punto de clarificación. Si el visualizador de cristal líquido no se expone a temperaturas fuera de los valores límite fijados por el fabricante, éste se recuperará cuando su temperatura vuelva a estar dentro del margen de funcionamiento.

Los visualizadores nemáticos rotatorios tienen normalmente una vida más larga que los visualizadores de dispersión dinámica por la simple razón de que no es necesario el flujo de corriente para su funcionamiento. La corriente contínua puede provocar una lenta degradación del cristal líquido y de los electrodos. Esta es la razón por la cual los visualizadores de cristal líquido deben ser alimentados con c.a. de una frecuencia lo suficientemente elevada como para evitar la polarización de los electrodos. Se proporciona una protección adicional mediante la capa bloqueadora de la c.c. aplicada a los electrodos.

Otras causas posibles de la degradación de los cristales líquidos son la luz ultravioleta, la presencia de impurezas reactivas y la acción del aire o del agua.

La mayor parte de la luz ultravioleta incidente es absorbida por las paredes de la célula de vidrio y por las películas moduladoras de la luz. Las impurezas iónicas son eliminadas mediante la limpieza del dispositivo y con la adecuada elección y preparación de los materiales. Si el cristal líquido es sensible al aire o al agua, es importante que éstos sean rigurosamente eliminados durante el llenado y sellado de la célula, y que la célula sea hermética.

La sensibilidad de un visualizador de cristal líquido a la luz, a las impurezas y a la humedad depende en gran parte del tipo de cristal líquido utilizado, el cual, a su vez, depende de la tecnología de construcción disponible. El método de construcción descrito en el apartado anterior es compatible con el uso de cristales líquidos estables, tales como difenilos, cicloexanos y ésteres.

Otro factor importante para determinar la vida útil del visualizador es la capa de orientación del director. No deberá disolverse en él, o de lo contrario afectaría al cristal líquido. Además no deberá absorber impurezas. La técnica de orientación debe ser completamente compatible con el procedimiento de sellado de la célula y no debe perjudicar la hermeticidad de la célula. Estas condiciones se cumplen totalmente mediante la combinación de espaciador termoplástico/película de polímero utilizada.

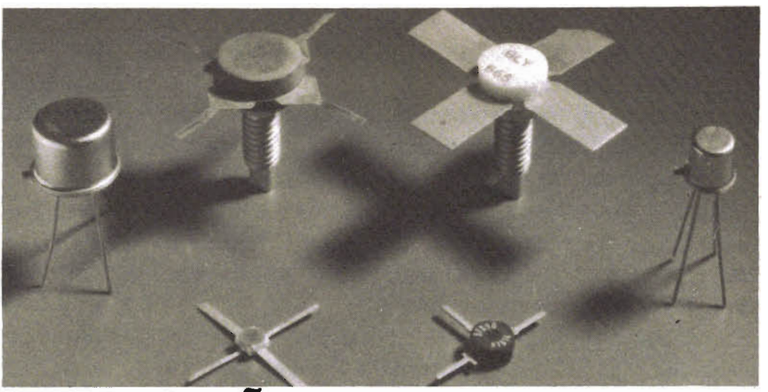
Naturalmente, tanto la relación de fallos como la vida útil dependen del tamaño y de la complejidad del visualizador. Los visualizadores nemáticos rotatorios de tamaño normal ($\simeq$ 50 cm^2) tienen generalmente una vida útil que sobrepasa de 30.000 horas trabajando en sus límites máximos permitidos. ■

Tabla 1. *Propiedades principales de los visualizadores de cristal líquido de dispersión dinámica y nemáticos rotatorios.*

propiedad	dispersión dinámica	nemático rotatorio
tensión umbral	6 V	1 V
U_{90}	15 V	2 V
rigor del umbral	razonable	bueno
polarizadores	no	si
t_{on}	100 ms	50 ms
t_{off}	100 ms	100 ms
conductividad	$2 \cdot 10^{-6}$ S/cm^2	$2 \cdot 10^{-7}$ S/cm^2



TRANSISTORES DE BANDA ANCHA PARA



AMPLIFICADORES DE SEÑAL DE ANTENA

	VALORES CIRCUITO (TIP)					VAL. LIMITE			CARACTERISTICAS		
Tipo todos NPN	f MHz	P_o* mW	G_p (G_{UM}) dB	V_{CE} V	I_C mA	V_{CEO} V	I_{CM} mA	P_{tot} mW	h_{FE}	f_T tip. GHz	F tip. dB
BFX89	200 800	6	22 7	10	8	15	50	200	20-150	1,2	3,3 7,0
BFW92	200 800	8	23 11	10	10	15	50	190	20-150	1,6	4a 500 MHz
BFY90	200 800	12	23 8	10	14	15	50	200	25-150	1,4	2,5 5,5
BFW30	200 800	15	21 7,5	5	30	10	100	250	>25	1,6	<5,0 a 500 MHz
BFW93	200 800	15	(22) (10,5)	5	30	10	100	190	>25	1,7	<5,0 a 500 MHz
BFW16A	200 800	150 90	16 6,5	18	70	25	300	1500	>25	1,2	<6,0 –
BFW17A	200	150	16	18	70	25	300	1500	>25	1,1	–
BFR64	200 800	150 90	16 6,5	20	70	25	500	3500	>25	1,2	6,0 –
BFR65	200 800	450 –	19 4,5	20	200	25	1000	5000	> 30	>1,2	–

* VRWR a salida <2 medida a f $_{(2q-p)}$.
f_p = 202 MHz, f_q = 205 MHz o f_p = 798 MHz, f_q = 802 MHz.

		CARACTERISTICAS (TIP)							
		d_{im}	* bajo condiciones				G_{UM} tip.	F a tip.	f
Tipo	Polaridad	dB	$f_{(p+q-r)}$ MHz	V_{CE} V	I_C mA	V_o mV	dB	dB	MHz
BFQ22	N	–60	493,25	5	30	300	16,5	1,9	500
BFQ23	P	–60	493,25	5	30	300	16,5	2,4	500
BFQ24	P	–60	493,25	5	30	300	16,5	2,4	500
BFQ32	P	–60	493,25	10	50	500	14	3,75	500
BFQ34	N	–60	793,25	15	120	1200	16	8	500
BFR49	N	–	–	10	14	–	17	2,5	1000
BFR90	N	–60	493,25	10	14	150	19,5	2,4	500
BFR91	N	–60	493,25	5	30	300	16,5	1,9	500
BFR94	N	–60	493,25	20	90	700	13,5	5	200
BFR95	N	–61	194,25	18	80	1000	13,5	9	200
BFR96	N	–60	493,25	10	50	500	16	3,3	500

* Distorsión de intermodulación medida segun normas DIN

APLICACIONES DE LAS CERAMICAS PIEZOELECTRICAS: CAUDALIMETROS DE ULTRASONIDOS

La técnica de la medida del paso de líquidos basada en las propiedades de los ultrasonidos presenta grandes ventajas con relación a los sistemas clásicos destinados a realizar medidas de caudal de líquidos.

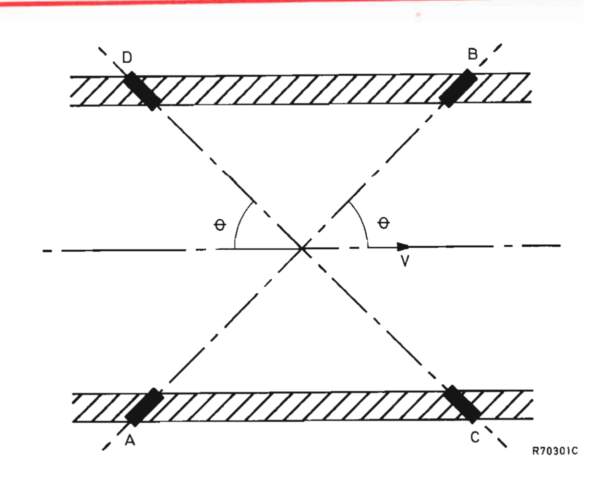


Figura 1.

Fundamentos de medida de velocidad por ultrasonidos

El procedimiento consiste en utilizar el fenómeno de arrastre de la onda sonora por desplazamiento del líquido resultante de la combinación de la velocidad del fluido y la del sonido C.

Sea V la velocidad de una corriente uniforme que se desea medir.

La figura 1 muestra una canalización, en la cual en un plano diametral se colocan las dos cuerdas oblícuas AB y CD que son simétricas y forman con el eje un ángulo θ.

La velocidad de propagación del sonido en el fluido en desplazamiento se expresa del siguiente modo:

– en sentido AB: $C_1 = C + V \cos \theta$
– en sentido CD: $C_2 = C - V \cos \theta$

Los dos recorridos AB y CD pueden confundirse (figura 2) y los transductores actúan entonces de forma alternativa como transmisor y receptor.

La diferencia de los tiempos de recorrido t_2 y t_1 de las ondas ultrasónicas en los sentidos inverso y directo de desplazamiento en las trayectorias AB y CD de longitud L, viene determinada por:

$$\Delta t = \frac{L}{C + V \cos \theta} - \frac{L}{C - V \cos \theta}$$

$$\Delta t = \frac{2\, L V \cos \theta}{C^2 - V^2 \cos^2 \theta}$$

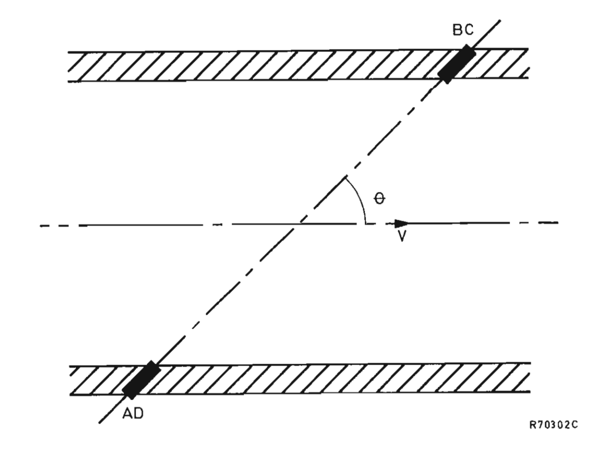


Figura 2.

La velocidad del sonido C varía con la temperatura, la presión y las variaciones de composición del líquido; Δt depende de este parámetro y es necesario compensar sus variaciones.

Por otra parte, tenemos que:

$$t_1 \cdot t_2 = \frac{L^2}{C^2 - V^2 \cos^2 \theta}$$

$$= \frac{L}{2V \cos \theta} \times \Delta t$$

de donde

$$V = \frac{L}{2 \cos \theta} \times \frac{\Delta t}{t_1 \ t_2}$$

Con lo cual la medida de la velocidad de desplazamiento es independiente de la velocidad del sonido.

Características generales

El transductor de caudal solamente utiliza dos transductores para realizar la medida del retraso de propagación y el coeficiente de corrección de la velocidad del sonido.

Las dos sondas emiten idéntica señal en sincronismo, una hacia la otra y reciben ondas acústicas en el mismo instante con un retardo Δt cuyo valor es del orden de algunos cientos de nanosegundos.

Estas sondas son de acero inoxidable y contienen cerámicas piezoeléctricas del tipo PXE5.

De acuerdo con la geometría del captador (cuerpo del caudalímetro y sondas), la gama de medida puede alcanzar valores muy variables, del orden de algunas decenas de cm^3/s a algunos m^3/s.

Las ventajas que ofrece el caudalímetro de ultrasonidos son innumerables:

- la posibilidad de adaptación a gamas de medida muy diversas,
- no utiliza piezas en movimiento,
- no tiene pérdidas de carga,
- ofrece linealidad de la señal de salida en función del caudal,
- buena precisión, mejor que 10^{-2} del valor máximo de la escala de medida,
- estabilidad,
- amplia banda de paso,
- gran dinámica de medida, y
- salida del caudal instantáneo expresada en tensión, corriente o frecuencia.

Aplicaciones

El caudalímetro de ultrasonidos se emplea para determinar los caudales de forma instantánea, su ancha banda de paso permite determinar con elevada precisión los fenómenos transitorios, regímenes estacionarios, así como realizar el análisis espectral de los ruidos hidráulicos. Se utiliza también para realizar medidas instantáneas del consumo de combustible en los motores de explosión y reactores, y para la medida de transitorios en los acopladores hidráulicos.

También existe un campo de aplicaciones importantes en la medida de caudales estacionarios.

Entre otras aplicaciones de tipo industrial, figuran aquellas que requieren unas condiciones de seguridad intrínseca (industrias químicas, petroquímicas), medidas de líquidos criogénicos y finalmente en el conteo de aguas tanto sucias como tratadas o de cualquier otro líquido. ■

1978

INDICE DEL VOLUMEN 17

Página

Materiales y componentes

Audiofrecuencia

Radio y televisión

Regulación y control

Varios

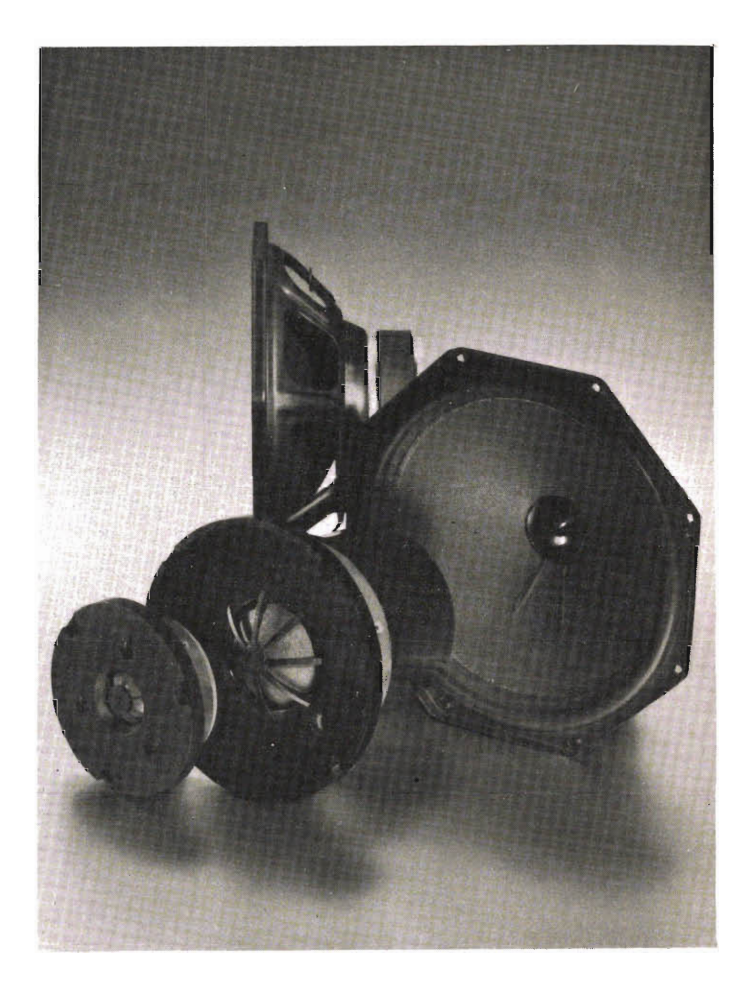
N.os	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Pág.	40	80	120	160	200	240	280	320	360	400	440

ALTAVOCES HI-FI

nuevos sistemas de altavoces para alta fidelidad

El sonido Hi-Fi se obtiene en toda su pureza con nuestros altavoces... (y un buen equipo estéreo), montándolos en alguna de las combinaciones que recomendamos. Le garantizamos una audición de calidad que superará las normas DIN 45573.

Altavoces Hi-Fi	Diámetro (pulgadas)	Potencia máx. (W)	Carga (Ω)
tweeter			
AD0140/T	1	20/40	4/8
AD0141/T	1	20/50	4/8
AD0162/T	1	20/80	8/15
AD0163/T	1	20/80	8/15
AD2071/T	2¼	10	4/8
AD2290/T	2	20	4/8/15
squawker			
AD0210/Sq	2	60	4/8
AD5060/Sq	5	40	4/8
woofer			
AD5060/W	5	15	4/8
AD7060/W	7	30	4/8
AD7066/W	7	40	4/8
AD8061/W	8	40	4/8
AD8066/W	8	50	4/8
AD8067/W	8	60	4/8
AD10100/W	10	40	4/8
AD12100/W	12	40	4/8



Nuevas combinaciones recomendadas (4 y 8 Ω)

Altavoces			Filtro de frecuencia	Potencia admisible (W)	Volumen caja acústica (l)
AD5061/M4 (8)	–	–	–	10	3
AD7063/M4 (8)	–	–	–	15	12
AD7060/W4 (8)	–	AD2290/T4 (8)	ADF3000/44 (88)	20	9
AD7060/W4 (8)	–	AD0140/T8 (15)	ADF1500/48 (815)	25	9
AD7066/W4 (8)	–	AD0140/T8 (15)	–	30	4
AD7066/W4 (8)	–	AD0140/T8 (15)	ADF1500/48 (815)	30	20
AD8061/W4 (8)	–	AD0140/T4 (8)	ADF3000/44 (88)	20	12
AD8066/W4 (8)	–	AD0162/T8 (15)	ADF1500/48 (815)	35	15
AD8067/W4 (8)	–	AD0140/T8 (15)	ADF1500/48 (815)	40	20
AD8061/W4 (8)	AD0210/Sq4 (8)	AD0162/T8 (15)	ADF700-2600/448 (8815)	35	25
AD8066/W4 (8)	AD5060/Sq4 (8)	AD0140/T4 (8)	ADF700-3000/444 (888)	40	25
AD8066/W4 (8)	AD0210/Sq4 (8)	AD0162/T8 (15)	ADF700-2600/448 (8815)	40	25
2 x AD8067/W8 (4)	AD0210/Sq4 (8)	AD0162/T8 (15)	ADF700-2600/448 (8815)	50	35
AD8066/W4 (8)	AD8000 AD0210/Sq4 (8)	AD0162/T8 (15)	ADF700-2600/448 (8815)	50	35
AD12100/W4 (8)	AD0210/Sq4 (8)	AD0162/T8 (15)	ADF700-2600/448 (8815)	50	50

Circuitos integrados para TV color

Diagrama de bloques de un televisor en color en el que se muestra la "integración" de prácticamente todas las funciones.